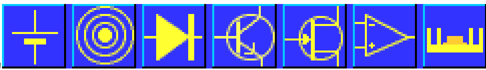
COURS D'ELECTRONIQUE 



CHAPITRE 1 LES DIPÔLES.

1.1 DÉFINITIONS. CLASSIFICATION.

Un **dipôle** est un **système accessible par deux bornes** dans lequel peut **circuler un courant électrique**.

Pour qu'un courant puisse circuler dans un dipôle, il faut brancher celui-ci sur un autre dipôle.

La classification actif / passif est difficile à faire, car quelle que soit la définition utilisée, on trouve toujours un contre exemple ! Par exemple, un critère énergétique (les actifs peuvent fournir de l'énergie, contrairement aux passifs) élimine les semi-conducteurs de la catégorie des actifs

Les définitions proposées ne sont donc pas à prendre comme argent comptant. Elles donnent une tendance qui sera entachée d'exceptions !

Nous allons étudier ici des dipôles de base . Dans la pratique, on trouvera ces dipôles tels quels, mais on pourra aussi en construire d'autres en associant en série et en parallèle ces dipôles de base. Pour que l'élément ainsi créé soit un dipôle, il doit répondre à la définition donnée ci-dessus.

1.1.1 Dipôle passif.

Si on branche ensemble deux dipôles identiques et qu'**aucun courant permanent ne passe** entre les deux dipôles quel que soit le sens du branchement, ces dipôles sont passifs. Ex : résistances, thermistances, selfs, condensateurs

Il va circuler du courant dans un dipôle passif si on applique une différence de potentiel entre ses bornes.

Réciproquement, si on fait circuler un courant dans ce dipôle, il va apparaître une tension à ses bornes.

1.1.2 Dipôle actif.

Si on branche un dipôle sur une résistance et qu'un courant permanent circule, alors ce dipôle est actif. ex : pile, accumulateur, alternateur

Bien qu'ils ne répondent pas intrinsèquement à la définition ci-dessus, on classera également dans cette catégorie les semi-conducteurs et circuits intégrés ayant des caractéristiques de générateurs : diodes, zéners, transistors

1.1.3 Source de tension parfaite.

La représentation est la suivante :

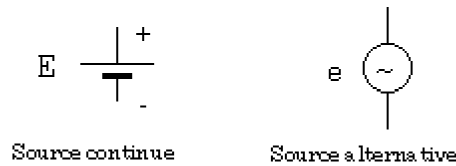


Fig. 1. Sources de tension parfaites.

Une source de tension est un dipôle actif ; elle peut être continue ou alternative. Dans tous les cas, un dipôle est une source de tension s'il maintient la **même tension** entre ses bornes, et ce **quel que soit le courant qu'il débite ou qu'il absorbe** ; c'est une source de tension continue si cette tension est fixe dans le temps, et une source de tension alternative si la tension varie dans le temps de façon périodique.

1.1.4 Source de courant parfaite.

La définition est la même que pour la source de tension, sauf que la source de courant débite le **même courant quel que soit la tension présente à ses bornes**.

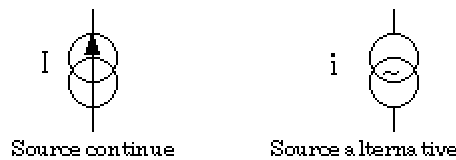


Fig. 2. Sources de courant parfaites

1.1.5 Sources réelles.

Une source de tension réelle aura en réalité une impédance série non nulle, et une source de courant réelle une impédance parallèle non nulle. Les schémas deviennent :

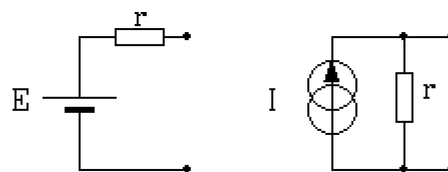


Fig. 3. Sources de tension et courant réelles.

1.1.6 Dipôle linéaire.

Un dipôle est linéaire si la relation entre la tension à ses bornes et le courant qui y circule est linéaire. Ex : résistance.

1.2 CONVENTIONS DE SIGNE.

Les conventions de signe communément admises pour représenter la tension aux bornes d'un dipôle et le courant y circulant font la différence entre générateurs et récepteurs.

Il faut noter ici que le sens du courant ainsi défini est totalement **arbitraire dans l'absolu** , et ne représente qu'une **convention**. En pratique, physiquement, c'est la circulation des électrons qui forme le courant, et celle-ci se fait dans le sens opposé au sens de circulation conventionnel du courant !

Lorsqu'on calcule les éléments d'un circuit électrique, **on peut se fixer une convention différente** , mais il faut garder la **même pour tout le circuit** électrique étudié.

1.2.1 Convention générateur.

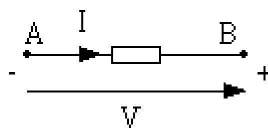


Fig. 4. Dipôle générateur.

Un dipôle est **générateur** lorsqu'il **fournit de l'énergie** (même de manière très temporaire) au circuit sur lequel il est connecté.

Dans ce cas, le courant **sort par le pôle positif** du dipôle générateur. Les flèches représentant tension et courant sont dans le même sens.

1.2.2 Convention récepteur.

Un dipôle est un **récepteur** quand il **consomme de l'énergie** (fournie par le circuit sur lequel il est connecté).

Dans ce cas, courant et tension sont orientés en sens inverse. Le pôle positif du dipôle est celui par lequel **rentre le courant**.

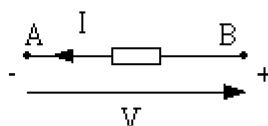


Fig. 5. Dipôle récepteur

1.2.3 Attention à la méprise !

Actif n'est pas synonyme de générateur, pas plus que passif n'est synonyme de récepteur, même si c'est le cas le plus fréquent. Il y a de nombreuses exceptions.

Certains dipôles passifs (dits réactifs : selfs, condensateurs) peuvent avoir **temporairement** un comportement de générateur et suivront cette convention de signe, alors que des dipôles actifs sont parfois utilisés comme récepteurs : on utilisera alors cette convention.

Si dans un schéma, le calcul du courant circulant dans un dipôle actif et de la tension présente à ses bornes indiquent que le courant **rentre** par le pôle **positif** , alors ce dipôle est utilisé en récepteur.

Exemple de composant passif utilisé comme générateur : le condensateur réservoir, très utilisé en électronique (filtrage des alimentations, découplage).

Exemple de composant actif utilisé comme récepteur : batterie en phase de charge.

1.3 ASSOCIATION DE DIPÔLES.

Quand on connecte deux dipôles ensemble, ils présentent la même tension à leurs bornes (!), et le courant entrant dans l'un est égal au courant sortant de l'autre (dans une boucle fermée sans connections avec l'extérieur, le courant circule dans un seul sens !)

1.3.1 Association passif / actif.

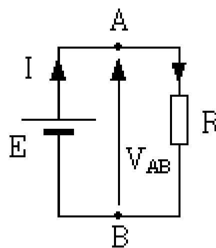


Fig. 6. Association passif/actif

Ce cas justifie la différence de conventions entre générateur et récepteur : la tension aux bornes des deux dipôles étant la même, il y en aura forcément un avec le courant dans le même sens que la tension et l'autre avec le courant en sens inverse ! L'un délivre de l'énergie que l'autre absorbe.

1.3.2 Association actif / actif.

Dans le cas où l'on branche deux dipôles actifs ensemble, on ne peut pas toujours dire à priori si un des deux sera récepteur, et si oui, lequel. Dans ce cas, on fixe arbitrairement le sens du courant dans la boucle. Après le calcul, si le courant est positif, l'hypothèse était justifiée, sinon, le sens du courant réel est l'inverse de celui qui a été fixé.

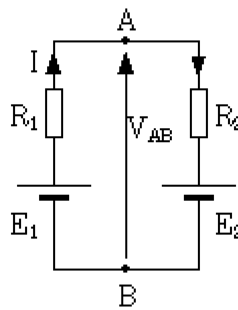


Fig. 7. Association actif/actif

Le courant ainsi orienté sortira par le pôle positif du dipôle générateur. L'autre dipôle actif est utilisé en récepteur (courant entrant par le pôle positif).

1.4 CARACTÉRISTIQUE STATIQUE D'UN DIPÔLE.

1.4.1 Définition.

La caractéristique statique permet de décrire **tous** les points de fonctionnement possibles **en continu** du dipôle : quand on applique une tension à ses bornes, le courant est défini, et vice versa. La représentation de la caractéristique est une courbe dans le plan (I, U).

1.4.2 Quadrants.

Le domaine (I, U) est partagé par les axes en quatre quadrants :

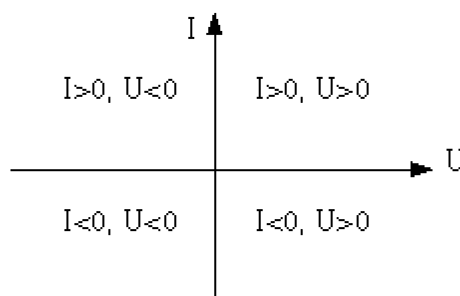


Fig. 8. Les 4 quadrants d'une caractéristique.

Par habitude ou pour simplifier, on ne représente souvent que le premier quadrant (I>0, U>0). En fait, la plupart des dipôles ont une caractéristique qui occupe au moins deux quadrants.

Les conventions I>0 et U>0 indiquent que les sens des courants sont conformes aux normes générateur ou récepteur selon le dipôle.

Pour certains dipôles, on est amenés à préciser la caractéristique complète : par exemple, certaines alimentations stabilisées réglables de laboratoire ont un domaine de fonctionnement spécifié dans

un, deux ou quatre quadrants (on a des caractéristiques différentes en fonction du réglage) ; leur comportement en sera différent.

1.4.3 Dipôle passif.

1.4.3.1 Résistance.

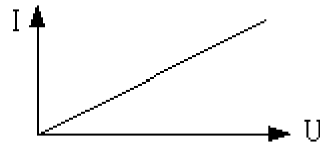


Fig. 9. Caractéristique de résistance.

La relation I =f(U) est linéaire (loi d'Ohm). La pente de la droite est égale à 1/R.

1.4.4 Dipôle passif non linéaire.

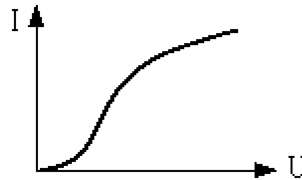


Fig. 10. Caractéristique non linéaire.

La relation I =f(U) est quelconque. Ex : varistance, certains capteurs utilisés en instrumentation

1.4.5 Dipôle actif utilisé comme récepteur.

Les composants actifs utilisés comme récepteurs sont très employés dans l'électronique analogique : on leur accordera une importance particulière.

Les raisonnements qui suivent sont faits avec des sources continues. Le raisonnement est strictement le même avec des sources alternatives.

1.4.6 Source de tension continue parfaite.

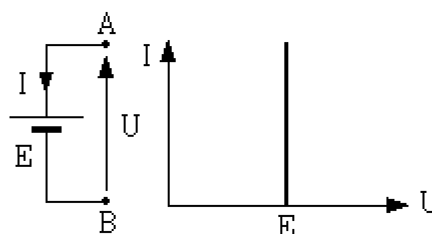


Fig. 11. Source de tension continue parfaite.

Une source de tension parfaite impose une tension constante aux bornes du dipôle sur lequel elle est branchée, et ce quel que soit le courant qu'elle absorbe. La caractéristique est verticale.

1.4.7 Source de tension avec résistance série.

La tension augmente quand le courant imposé au dipôle augmente. C'est la chute de tension créée aux bornes de R par le courant qui est responsable de cette augmentation.

La pente de la courbe est égale à l'inverse de la résistance interne du générateur, soit 1 / R.

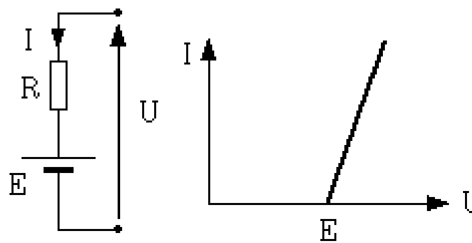


Fig. 12. Source de tension quelconque.

Il convient de noter que dans ce cas, la caractéristique est contenue dans un seul quadrant : si on prolongeait la caractéristique dans le quadrant I<0, la source serait génératrice, et plus réceptrice comme on en a fait l'hypothèse ! C'est vrai pour tous les cas du paragraphe I.D.4.

1.4.8 Source de courant continu parfaite.

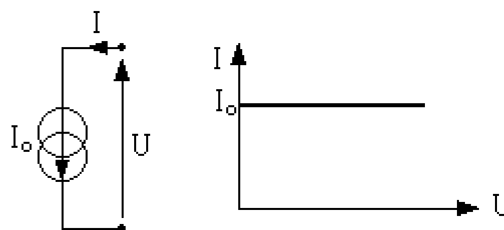


Fig. 13. Source de courant parfaite.

Un générateur de courant parfait impose un courant constant dans le dipôle sur lequel il est branché, quelle que soit la tension présente à ses bornes. La caractéristique obtenue est horizontale.

1.4.9 Source de courant avec résistance parallèle.

Lorsque la tension aux bornes de la source de courant augmente, le courant qu'elle absorbe augmente, avec une pente égale à 1 / R. En effet, la résistance interne en parallèle avec la source de courant absorbe un courant proportionnel à U qui vient s'ajouter à I_o.

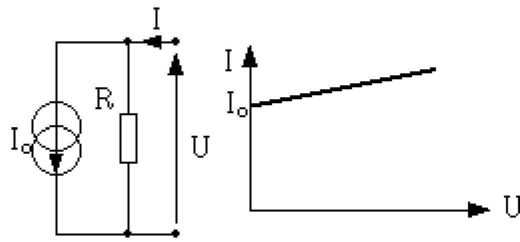


Fig. 14. Source de courant quelconque.

1.5 DROITE DE CHARGE D'UN GÉNÉRATEUR.

Un générateur (dans le sens générateur d'énergie) est susceptible de faire circuler un courant dans un dipôle passif. Il peut être intéressant de voir quelle tension ou quel courant il va délivrer dans un dipôle passif lorsque l'impédance de celui-ci varie.

Nous prendrons le cas général des générateurs avec résistances internes.

1.5.1 Générateur de tension continue.

Si on fait varier la résistance de charge R_{ch} de 0 à l'infini, le courant dans la charge va passer du courant de court-circuit (valeur maxi égale à : $I_{cc} = E_g/R_g$ pour une tension $U = 0$) à une valeur nulle correspondant à la tension à vide E_g du générateur. La courbe reliant ces deux points est une droite de pente $-1/R_g$, R_g étant la résistance interne du générateur : c'est la droite de charge du générateur.

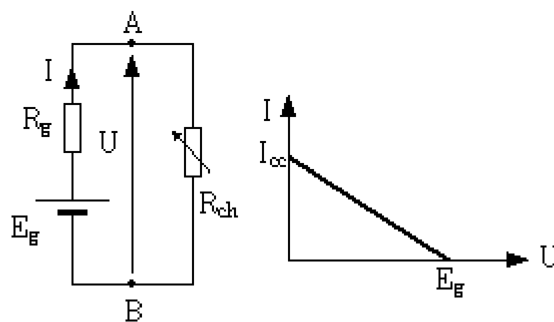


Fig. 15. Droite de charge d'un générateur de tension.

1.5.2 Générateur de courant continu.

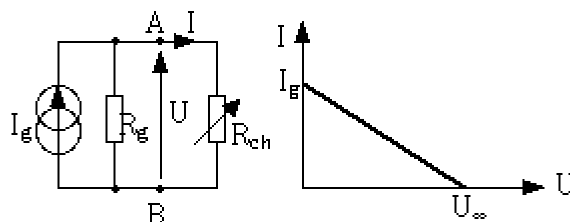


Fig. 16. Droite de charge d'un générateur de courant.

Si on fait varier la résistance de charge R_{ch} de 0 à l'infini, la tension aux bornes du générateur de courant va passer de 0 (avec un courant de court-circuit égal à I_g) à une valeur maxi $U = R_g I_g$ pour un courant débité nul. La pente de la droite de charge reliant ces deux points est égale à $-1/R_g$.

1.5.3 Remarque.

Si on compare les deux figures précédentes, on remarque une étrange similitude des droites de charges du générateur de tension et de celui de courant ! En fait, à partir du moment où un générateur présente une impédance série interne non nulle ou une impédance parallèle non infinie, la notion de générateur de courant ou de tension s'estompe. Il existe d'ailleurs une transformation mathématique (Norton- Thévenin) qui permet de faire la conversion générateur de tension / générateur de courant. Toutefois, en fonction de la valeur de la pente de la droite de charge, on parlera plutôt de générateur de courant ou bien de générateur de tension.

Par exemple, une batterie d'automobile présente une impédance série interne tellement faible qu'il serait ridicule de parler de générateur de courant, et à fortiori, de faire des calculs avec ce formalisme.

1.6 POINT DE POLARISATION.

Si on associe un dipôle récepteur avec un dipôle générateur, on aura une tension et un courant bien déterminés dans ces dipôles. Ce point doit appartenir à la fois à la caractéristique du dipôle récepteur et à la droite de charge du dipôle générateur. C'est le point P d'intersection des deux courbes (Voir Fig. 17.).

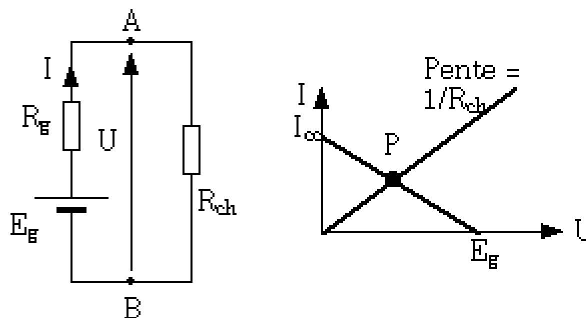


Fig. 17. Point de polarisation d'une résistance.

Ce point de fonctionnement en continu est appelé point de polarisation du dipôle récepteur.

1.7 DIPÔLES NON LINÉAIRES.

1.7.1 NÉCESSITÉ DE LINÉARISER.

Pour calculer les tensions et courants de circuits électriques simples composés de générateurs et de résistances, on applique la loi d'Ohm et on obtient un système d'équations linéaires permettant de trouver la solution.

Les composants à semi-conducteurs ont, quant à eux, des caractéristiques non linéaires. Or, dans un circuit complexe, on trouvera souvent les valeurs de courants et tensions en résolvant un système de plusieurs équations à plusieurs inconnues. La résolution de tels problèmes est très difficile quand on a affaire à des équations non linéaires.

Pour pallier cet inconvénient, on va s'arranger pour utiliser les composants non linéaires sur une très petite portion de leur caractéristique, et on va assimiler cette portion à une droite (droite qui sera la tangente à la caractéristique au niveau de la portion utilisée).

On va ainsi définir des paramètres **dynamiques** (ou **différentiels**) du composant non linéaire, ces paramètres étant **utilisables uniquement sur la portion de caractéristique étudiée** ; on pourra utiliser ces paramètres classiquement, et leur appliquer la loi d'ohm et les théorèmes classiques de l'électricité. Le système d'équations sera alors linéaire, donc simple à résoudre avec des outils classiques.

1.7.2 RÉSISTANCE DIFFÉRENTIELLE.

Très souvent, en électronique, on doit polariser le montage, et ensuite, on applique un signal alternatif à l'entrée de ce montage pour qu'il y soit traité.

Pour ce qui suit, et conformément à ce qui a été dit précédemment, on va faire l'hypothèse que le signal alternatif est de **faible amplitude comparé aux tensions de polarisation** : on parle de régime des petits signaux.

Supposons qu'au départ, on polarise le dipôle Z_{ch} avec un générateur de tension continu (E_g, R_g). Le point de polarisation P_o correspond au courant I_o et à la tension E_o (e = 0).

Si on rajoute au générateur de polarisation (E_g, R_g) un générateur alternatif e avec $e << E_g$, on déplace la droite de charge qui correspond alors au générateur équivalent (E_g+e, R_g). A un instant donné, le nouveau point de polarisation est alors $P(E_o+\Delta E, I_o+\Delta I)$.

Si ΔE est suffisamment petit, on peut considérer que P se déplace sur la tangente de la caractéristique en P_o.

A une petite variation ΔE de E_o va correspondre une petite variation ΔI de I_o.

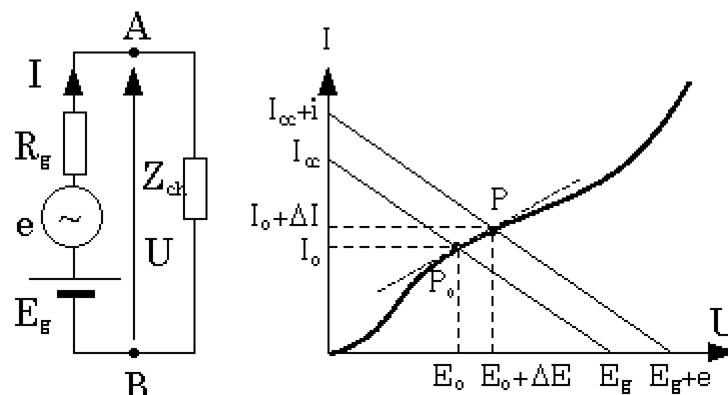


Fig. 18. Résistance dynamique.

Par définition, on pose :

$$r_o = \Delta E / \Delta I \qquad [1]$$

r_o est la résistance **dynamique** (ou **différentielle**) du dipôle au point de polarisation P_o (E_o, I_o). Ceci revient à assimiler localement la caractéristique à sa tangente.

Pour des petites variations autour d'un point de polarisation donné, on linéarise le dipôle, et grâce à la notion de résistance dynamique, on a une loi d'Ohm simple. Ceci va permettre de simplifier grandement les calculs.

ATTENTION : la résistance dynamique est une caractéristique du point de polarisation considéré. Si on modifie la polarisation, la résistance dynamique va varier. Cette notion n'a de sens que pour des petits signaux alternatifs ($e << E_g$).

Ces **notions** de **petits signaux** et de paramètres **différentiels** sont **absolument incontournables** pour étudier un montage amplificateur en électronique.

CHAPITRE 2 LES QUADRIPÔLES.

Nous n'allons pas entrer ici dans les détails de cette théorie, mais juste indiquer ce qui nous sera utile pour l'étude des transistors.

2.1 DÉFINITION.

Un quadripôle est une boite noire à quatre bornes dans laquelle des courants électriques peuvent circuler ; cette boite comporte deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie :

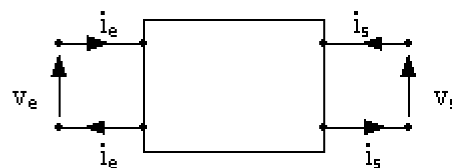


Fig. 19. Représentation d'un quadripôle.

La **condition** pour que cette boite noire soit un quadripôle est que le **courant entrant par une des bornes d'entrée** (resp. de sortie) soit **égal au courant sortant par l'autre borne d'entrée** (resp. de sortie).

Quatre paramètres électriques caractérisent alors le quadripôle : tension et courant d'entrée v_e et i_e, et tension et courant de sortie v_s et i_s.

Deux de ces variables sont indépendantes. Les autre y sont liées par les paramètres du quadripôle.

2.2 PARAMÈTRES HYBRIDES.

Vu qu'on a quatre variables dont deux indépendantes, il y a plusieurs possibilités pour écrire les équations liant ces variables. Nous choisirons ici les équations faisant intervenir les paramètre hybrides, ce qui est le formalisme le plus simple pour décrire le fonctionnement des transistors.

On démontre que l'on peut écrire :

$$\begin{cases} v_e = h_{11}\, i_e + h_{12}\, v_s \\ i_s = h_{21}\, i_e + h_{22}\, v_s \end{cases} \qquad [2]$$

On peut mettre ce système sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_e \\ i_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_e \\ v_s \end{bmatrix} \qquad [3]$$

La matrice de transfert est appelée matrice hybride du quadripôle.

La signification des paramètres est la suivante :

- h_{11} est l'impédance d'entrée du quadripôle avec la sortie en court-circuit.

- h_{12} est un coefficient (sans dimension) quantifiant la réaction de la sortie sur l'entrée.

- h_{21} est le gain en courant avec sortie en court-circuit.

- h_{22} est l'admittance de sortie avec entrée à vide.

2.3 SCHÉMA ÉQUIVALENT.

A partir des paramètres définis précédemment, on peut donner un schéma électrique équivalent du quadripôle ; ce schéma ne fait intervenir que des composants classiques de l'électricité (voir Fig. 20).

Ce schéma est typiquement celui qui sera utilisé pour représenter le transistor en petits signaux alternatifs.

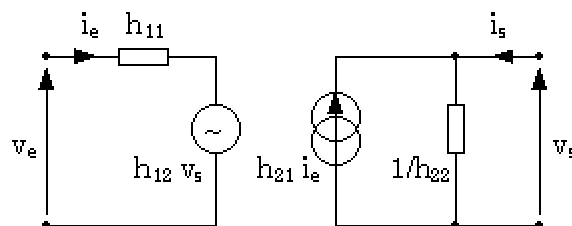


Fig. 20. Schéma équivalent d'un quadripôle.

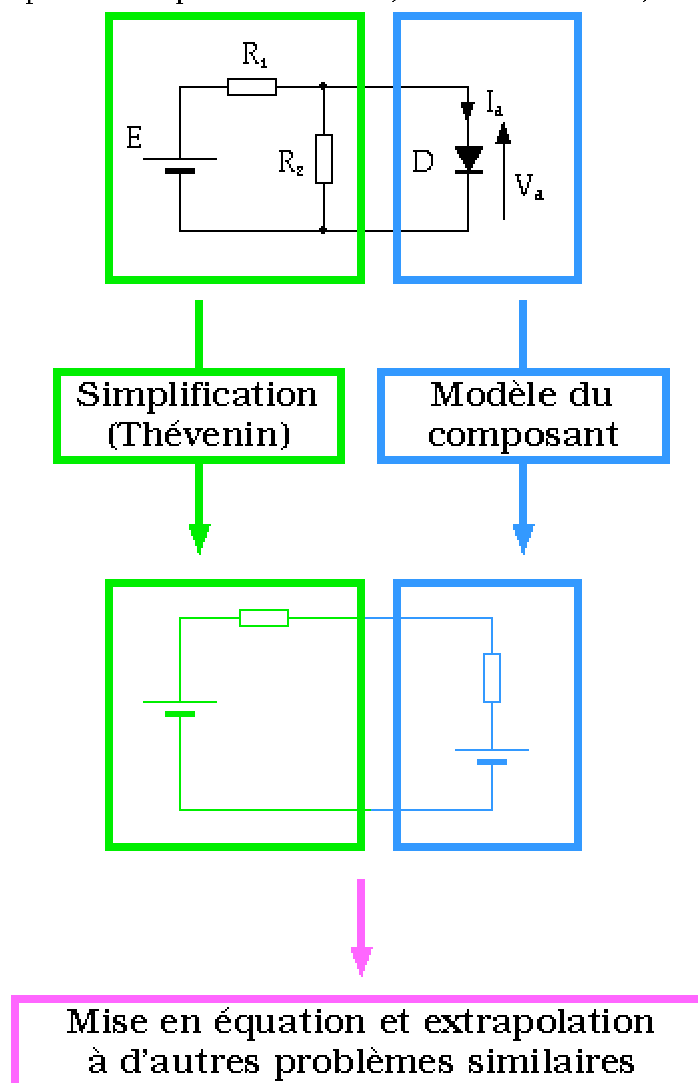
CHAPITRE 3 LES INDISPENSABLES.

En électronique, il existe des conventions un peu différentes de ce qu'on trouve en électricité, et aussi des utilisations spécifiques de certains composants passifs . Nous allons étudier ces particularités dans ce paragraphe.

3.1 MODÉLISATION.

Les schémas électroniques font intervenir des composants ayant un comportement simple à décrire mathématiquement (R, L, C), et d'autres ayant un comportement plus complexe. C'est le cas notamment des semi-conducteurs.

De manière à pouvoir modéliser les circuits utilisant ces composants et prévoir leur fonctionnement, on est amenés à faire un schéma équivalent des composants complexes, ce schéma étant bâti à partir de composants simples : résistances, sources de tension, de courant



Par exemple, on pourra modéliser une diode zéner avec un générateur de tension parfait et une résistance série.

Il faudra garder à l'esprit que ce n'est qu'un **schéma équivalent, sous certaines hypothèses bien définies**. Il ne saurait être question d'appliquer le résultat obtenu par le calcul hors de ces hypothèses !

Exemple : bien qu'on puisse modéliser une diode zéner par un générateur de tension, si on branche une telle diode sur une ampoule, il ne se passera rien ! Ce composant n'est pas l'équivalent d'une pile ou d'un accumulateur.

Cette remarque volontairement grossie reste valable pour la modélisation en général, quel que soit le domaine de la physique considéré.

3.2 APPROXIMATIONS.

Lorsqu'on fera des calculs sur un circuit électronique, on sera guidés en permanence par leur précision :

- les composants (résistances, condensateurs, transistors) font l'objet de dispersions (résistances à 5% par exemple).

- les hypothèses de calcul conduisent à des simplifications (linéarisation, petits signaux)

- le résultat désiré le sera avec une précision plus ou moins élevée.

Par conséquent, aussi savantes que puissent paraître les équations permettant de résoudre un circuit, on aura toujours présent à l'esprit que :

- elles sont fausses !

- elles sont inapplicables à des composants réels.

Elles sont fausses car bâties sur des hypothèses représentant des approximations, et inutilisables telles quelles car il faudra tenir compte de la dispersion des composants et des valeurs normalisées (on ne trouve pas toutes les valeurs de résistances dans le commerce par exemple).

Dans ce cas, dans la majeure partie des problèmes d'électronique, on se contentera de déterminer un ordre de grandeur des paramètres permettant de dimensionner les composants. On pourra dans ce cadre faire un maximum de simplifications. On adoptera souvent pour ce faire la **règle du dixième:** si deux paramètres s'ajoutent dans une équation, et que l'un soit plus de dix fois plus petit que l'autre, alors, on va le négliger. Exemple :

$$\text{si } I > 10\,i,\ \text{alors } I + i \approx I \qquad [4]$$

En partant du constat qu'un calcul rigoureux est infaisable, et que de toutes façons, il ne servirait à rien, le meilleur calcul sera le plus simple !

3.3 REPRÉSENTATION DES SCHÉMAS.

En général, et contrairement à ce qui se pratique en électricité, on ne représentera pas toutes les connections entre les composants d'un schéma électronique. On omettra souvent les générateurs de tension continue, et de ce fait, le rebouclage des points où ils sont connectés avec la masse.

De même, pour mieux comprendre le fonctionnement d'un montage, on tâchera (dans la mesure du possible) de bâtir le schéma en mettant le potentiel le plus élevé en haut de la feuille et de respecter une échelle des potentiels décroissants lorsqu'on dessinera les éléments du haut vers le bas de la feuille. En procédant ainsi, on aura les flèches de représentation des potentiels dans le même sens, et des courants descendants : la compréhension en sera largement accrue.

3.4 MASSE.

La masse est le potentiel de référence (fixé par convention à 0) du montage électronique : un potentiel n'est pas défini dans l'absolu, on parle toujours de différence de potentiel.

Dans un montage électronique, quand on parlera du potentiel d'un point, il sera sous entendu que ce potentiel est référencé à la masse du montage.

La masse sera en général le pôle moins de l'alimentation continue servant à polariser le montage. Cette règle est uniquement une coutume, elle ne sera pas systématiquement respectée sur les schémas rencontrés !



Fig. 21. Représentations de la masse.

3.5 TERRE.

La terre est une connexion physique au sol (à la terre !). Contrairement aux croyances souvent énoncées, en aucun cas ce potentiel ne peut être considéré comme référence absolue, car il est différent d'un endroit de la Terre (la planète) à un autre. De plus, le câble de liaison du laboratoire au sol présente une impédance non nulle : si un courant parasite circule dans ce câble, il va y créer une chute de potentiel ; on aura une différence de potentiel entre la prise de terre du labo et le sol.

La **fonction d'une terre** est la **sécurité** : elle permet de **protéger les utilisateurs d'équipement sous tension** , et aussi d'évacuer les courants induits par la foudre.



Fig. 22. Représentations de la terre.

3.6 *INTERRUPTEURS.*

Ils permettent d'introduire une coupure dans un circuit électrique. Nous allons étudier ici le comportement d'un interrupteur parfait.

3.6.1 Interrupteur ouvert.

Lorsque l'interrupteur est ouvert, aucun courant ne circule dans la boucle, et toute la tension se retrouve sur l'interrupteur (U2 est nul, car le courant I est nul).

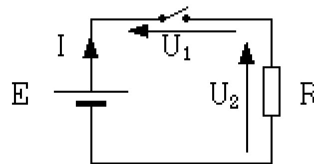


Fig. 23. Interrupteur ouvert dans une boucle.

La caractéristique de l'interrupteur ouvert se confond avec l'axe horizontal : le courant est nul quelle que soit la tension à ses bornes :

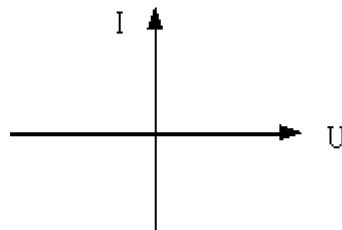


Fig. 24. Caractéristique d'un interrupteur ouvert.

3.6.2 Interrupteur fermé.

Lorsque l'interrupteur est fermé, le courant peut circuler librement, la tension à ses bornes étant nulle ; on suppose celui-ci parfaitement conducteur, exempt de toute impédance parasite.

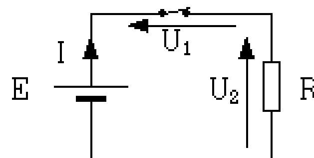


Fig. 25. Interrupteur fermé dans une boucle.

La caractéristique de l'interrupteur fermé se confond avec l'axe vertical : tension nulle quel que soit le courant qui circule à travers :

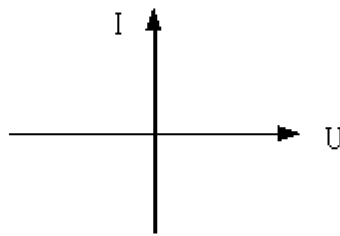


Fig. 26. Caractéristique d'un interrupteur fermé.

3.7 DIVISEUR DE TENSION.

C'est **le** montage fondamental de l'électronique :

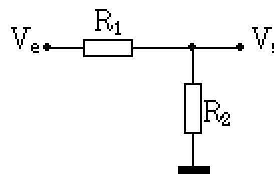


Fig. 27. Diviseur de tension.

> Plutôt que d'appliquer laloi des mailles, on utilisera cette propriété au maximum ; les calculs en seront très souvent simplifiés.

La formule donnant la tension de sortie V_s en fonction de la tension d'entrée du pont V_e est la suivante :

$$V_s = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_e \quad [5]$$

En fait, on s'affranchit des courants dans la formulation, ce qui revient implicitement à diminuer le nombre d'inconnues, donc d'équations du problème. On arrive ainsi beaucoup plus vite et plus sûrement à le résoudre.

3.8 ASSOCIATION DE RÉSISTANCES.

3.8.1 En parallèle.

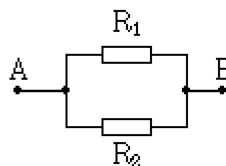


Fig. 28. Résistances en parallèle.

$$R_{AB} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \qquad [6]$$

3.8.2 En série.

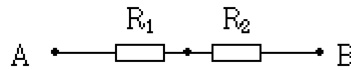


Fig. 29. Résistances en série.

$$R_{AB} = R_1 + R_2 \qquad [7]$$

3.9 CONDENSATEURS DE LIAISON.

La plupart des montages électroniques à composants discrets nécessitent une polarisation (adjonction d'une tension continue) pour fonctionner correctement.

À l'entrée du montage, sur ces tensions continues de polarisation, on va superposer un signal alternatif. Dans la plupart des cas, le générateur alternatif ne pourrait pas supporter qu'un courant continu le traverse ; de plus, si on ne veut pas modifier la polarisation du montage, ce générateur doit être neutre du point de vue du régime continu vis à vis du montage qu'il attaque.

Pour satisfaire à toutes ces exigences, on relie le générateur alternatif à l'entrée du montage par l'intermédiaire d'un condensateur.

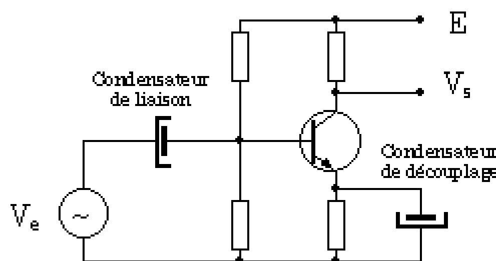


Fig. 30. Condensateurs de liaison et découplage.

Ce condensateur présente une impédance infinie au courant continu : il va ainsi empêcher qu'un tel courant ne traverse le générateur alternatif ; on ne modifiera pas la polarisation du montage.

Ce condensateur est dit de **liaison**. On le choisira toujours pour que son impédance soit négligeable aux fréquences délivrées par le générateur alternatif :

- Pour le **régime alternatif** , et pour les fréquences des signaux utilisés, on l'assimilera à un **court circuit**.

- Pour le **régime continu** , on le considérera comme un **circuit ouvert**.

3.10 CONDENSATEURS DE DÉCOUPLAGE.

Les nécessités de la polarisation peuvent amener à introduire dans le montage des éléments (des résistances notamment) qui nuisent au bon fonctionnement du régime alternatif. Pour éviter ceci, on peut mettre en parallèle sur ces éléments un condensateur qui va se comporter comme un court circuit pour les signaux alternatifs. Comme pour les condensateurs de liaison, ils ne modifient en rien la polarisation du montage. (voir figure 30).

CHAPITRE 4 THÉORÈMES FONDAMENTAUX.

4.1 LOIS DE KIRCHOFF.

Les lois de Kirchoff sont les lois fondamentales qui régissent le fonctionnement de tout circuit électrique. Néanmoins, en pratique, elles sont peu appliquées telles quelles en électronique ; on leur préférera souvent les propriétés du diviseur de tension, et les théorèmes de Thévenin et de superposition pour faire les calculs. A noter qu'on a besoin des lois de Kirchoff pour démontrer ces théorèmes.

4.1.1 Loi des mailles.

Une **maille** est une **boucle fermée** composée d'éléments réels ou virtuels (immatériels) présentant une différence de potentiel entre leurs bornes.

La **somme des tensions rencontrées lorsqu'on parcourt une boucle fermée est nulle**.

Cette loi est en quelque sorte la relation de Chasles de l'électricité.

Pratiquement, on impose d'abord le sens des courant dans chaque élément de la maille. Ensuite, on représente les tensions par des flèches en respectant les règles suivantes :

- convention récepteur pour les dipôles passifs avec le sens du courant qu'on a imposé.

- respect de la polarité des générateurs (flèche au pôle positif). **Attention :** cette règle est absolue, même si le générateur est utilisé comme récepteur ! **(Exception notable : les fcem)**.

- une tension rencontrée sur la boucle peut correspondre à un élément immatériel (qui n'est ni un générateur, ni un composant passif : cas de la tension U dans l'exemple ci-dessous). Cette astuce permet de casser une boucle trop grande et de simplifier les calculs.

Le sens et le début du parcours n'importent pas. On met un signe positif à toute tension rencontrée en direct (la flèche la représentant est orientée dans le sens de parcours de la boucle), sinon, le signe est négatif.

- boucle 1 :

$$+E_1 - R_1 I - U = 0 \quad [8]$$

- boucle 2

$$+U - R_2 I - E_2 = 0 \quad [9]$$

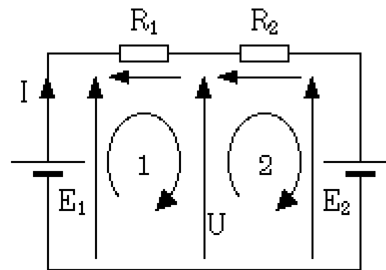


Fig. 31. Circuit à deux mailles.

Pour résoudre totalement le problème d'électricité posé, il va falloir déterminer autant d'équations indépendantes qu'on a d'inconnues (tensions et courants). La loi des mailles ne sera d'ailleurs pas suffisante pour définir toutes les équations nécessaires, il faudra aussi utiliser la loi des nœuds.

Quand on a autant d'équations que d'inconnues, on peut résoudre le système. Il se peut alors qu'on obtienne des courants négatifs. **Si le circuit ne comporte aucun élément appelé force contre électromotrice (fcem) en électricité** , le courant circule en fait dans le sens opposé à celui défini arbitrairement. Ceci ne remet pas en cause les résultats obtenus.

Par contre, si le circuit contient des fcem, et que des courants négatifs apparaissent dans la solution, il faut impérativement retraiter tout le problème en modifiant le sens arbitraire des courants, et ceci jusqu'à ce que tous les courants soient positifs.

En pratique, dans les problèmes d'électronique abordés dans le cadre de ce cours, il n'y aura jamais d'ambiguïtés : on n'aura que des composants passifs simples, et des sources de tension utilisées soit comme générateurs, soit comme récepteurs, mais dans tous les cas, leur polarité ne dépendra pas du sens du passage du courant.

Par contre, la polarité des fcem dépend du sens du courant les traversant, ce qui fait que si on inverse celui-ci, le problème d'électricité à résoudre est différent !

En électronique, on fera essentiellement attention aux inductances, qui ont un comportement de fcem.

Nota : on trouvera dans la littérature une autre méthode de résolution de ces problèmes appelée résolution matricielle. Elle consiste à définir un courant de maille totalement fictif et n'ayant rien à voir avec la circulation réelle des courants (qui sont mesurables à l'aide d'un ampèremètre). On obtient les courants réels en sommant les courants fictifs communs aux différentes branches. Cette méthode est très efficace pour faire du calcul de circuits sur ordinateur (résolution de systèmes d'équations). Elle est déconseillée ici, car elle ne permet pas d'y voir clair dans un circuit électronique, ni surtout pas de deviner son fonctionnement !

4.1.2 Loi des nœuds.

Un nœud est la jonction d'au moins trois conducteurs.

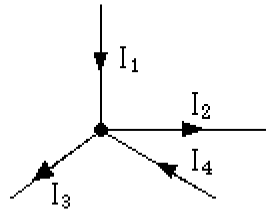


Fig. 32. Nœud de courant.

La **somme des courants entrant** dans le nœud est **égale** à la **somme des courants en** sortant. Ici, on a :

$$I_1 + I_4 = I_2 + I_3 \qquad [10]$$

4.2 THÉORÈME DE SUPERPOSITION.

4.2.1 Définition.

Ce théorème est fondamental. Il va permettre d'étudier des circuits comportant plusieurs générateurs (de tension ou de courant) en considérant l'influence de chaque générateur indépendamment des autres, ce qui va beaucoup simplifier la plupart des problèmes.

Une des grandes applications est le schéma alternatif petits signaux, qu'on utilise très souvent sans même penser qu'il découle du théorème de superposition !

Dans un circuit comportant plusieurs générateurs, la solution du problème (les tensions et courants inconnus) est la somme des solutions trouvées en ne considérant qu'un générateur à la fois.

Pour ce faire, on remplace chaque source de tension parfaite par un court circuit, et chaque source de courant par un circuit ouvert, à l'exception de la source dont on veut connaître l'influence.

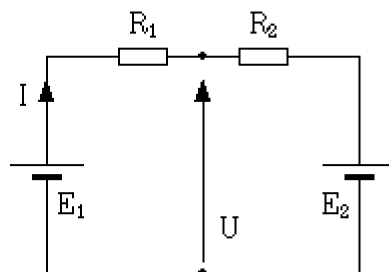


Fig. 33. Problème global.

Dans l'exemple ci-dessus, on va commencer par supprimer E_2 et faire le calcul de la tension U avec E_1 seul. On a alors un diviseur de tension :

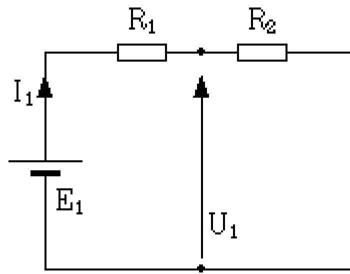


Fig. 34. 1ère étape.

$$U_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_1 \quad [11]$$

Pour avoir la contribution de E_2, on fait ensuite la même chose en supprimant E_1 :

$$U_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_2 \quad [12]$$

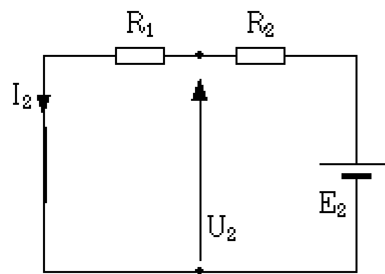


Fig. 35. 2ème étape.

La solution totale U est égale à la somme des deux solutions précédemment trouvées :

$$U = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_2 \quad [13]$$

On voit bien ici l'intérêt de ce théorème : on applique deux fois la formule du diviseur de tension et le tour est joué ! Il n'y a pas eu besoin de recourir aux équations lourdes de la loi des mailles.

Tout comme pour le théorème de Thévenin, on utilisera ce théorème avec une extrême prudence quand on aura affaire à des sources commandées

4.2.2 Application au schéma équivalent alternatif petits signaux.

En général, on conçoit un circuit électronique à éléments discrets en deux temps : on calcule d'abord les éléments nécessaires à sa bonne polarisation, et ensuite, on étudie son comportement en petits signaux alternatifs (la fonction principale du montage) indépendamment de la polarisation (qui est nécessaire au bon fonctionnement des semi conducteurs, mais ne constitue pas une fin en soi).

Ce faisant, on utilise implicitement le théorème de superposition, car les tensions et courants du montage seront toujours la somme des tensions et courants de polarisation et des signaux alternatifs.

Ainsi, dans un circuit, on pourra se focaliser sur l'effet d'un seul générateur. Il sera indépendant de la contribution du ou des autres générateurs du circuit.

Pour **construire un schéma équivalent en alternatif** d'un montage, on appliquera les **règles suivantes** :

- On remplacera toutes les sources de tension continue parfaites par des court-circuits.

- On remplacera toutes les sources de courant continu parfaites par des circuits ouverts.

- On remplacera toutes les sources de tension continue et de courant continu ayant une résistance interne par leur résistance interne.

- Les condensateurs de découplage seront remplacés par des court-circuits.

- En général, on remplacera les condensateurs de liaison par des court-circuits.

- Tous les dipôles non linéaires seront préalablement linéarisés pour nous permettre d'appliquer simplement la loi d'Ohm.

On obtient ainsi le schéma simplifié qui va permettre l'étude de la fonctionnalité du montage.

ATTENTION !!! : il faudra toujours se souvenir des hypothèses de base qui ont servi à faire ce schéma, et notamment le fait que quand on a un courant (ou une tension) négatif dans le schéma alternatif, dans le montage, en réalité, il sera positif, mais inférieur au courant (ou à la tension) de polarisation.

On pourra avoir des surprises de fonctionnement qui n'ont pas été prévues par l'étude du schéma alternatif équivalent, de par les simplifications faites.

Un montage pourra avoir ainsi un fonctionnement dissymétrique sur les ondes positives et négatives du signal alternatif. Il faudra faire particulièrement attention au fonctionnement de ce montage sur charge capacitive (certains circuits présentent une impédance de sortie dissymétrique : par exemple, dans une diode ou un transistor, le courant ne peut circuler physiquement que dans un seul sens. Le montage ne pourra donc pas "absorber" un courant négatif, mais seulement fournir un courant positif inférieur au courant de polarisation).

Ne pas oublier non plus qu'on est en régime de petits signaux, et que si on pousse le montage aux limites, cette hypothèse devient fausse, et le comportement observé n'est plus ce qui a été prévu !

En cas de problèmes, il faudra rechercher la cause de dysfonctionnement en considérant le schéma global, et non plus le schéma équivalent en alternatif.

4.3 THÉORÈME DE THÉVENIN.

Il a été dit au début de ce chapitre qu'on pouvait associer des dipôles de base en série et en parallèle de manière à former des dipôles plus complexes. Le théorème de thévenin permet de remplacer un montage complexe par un générateur de tension équivalent avec sa résistance interne équivalente et de calculer ces éléments.

On pourra ainsi considérer ce montage comme une source de tension réelle et étudier plus simplement son comportement lorsqu'on le connecte à un autre dipôle.(voir: association de dipôles actifs/passifs)

On peut aussi grâce à ce théorème aborder un schéma compliqué en isolant des morceaux et en les transformant en générateurs de Thévenin équivalents. Cela permet souvent d'y voir plus clair dans un schéma complexe, et de simplifier et bien faire ressortir des blocs clé du schéma.

Dans l'exemple suivant, il pourrait être intéressant de réduire la partie gauche du schéma (en pointillés) à un seul générateur équivalent.

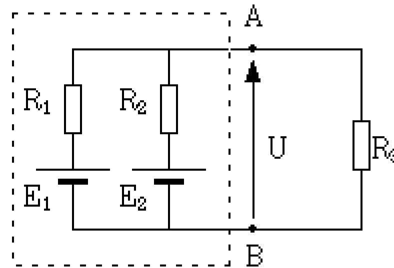


Fig. 36. Dipôle complexe.

Le théorème de thévenin va permettre de réduire cette partie à un générateur E_{Th} et sa résistance interne R_{Th} de la manière suivante :

- E_{Th} est la tension à vide de la partie gauche du schéma : R_3 est infinie.

- R_{Th} est la résistance équivalente vue entre les points A et B lorsque les sources de tension **non commandées** sont éteintes et que R_3 est infinie.

La tension équivalente se calcule ici aisément par le théorème de superposition :

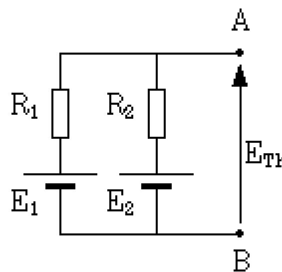


Fig. 37. Générateur de tension équivalent.

$$E_{Th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_2 \quad [14]$$

La résistance est obtenue en remplaçant les générateurs de tension par des court-circuits (s'il y avait eu des générateurs de courant, on les aurait remplacés par des circuits ouverts) :

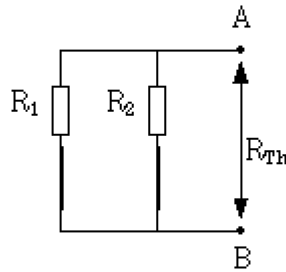


Fig. 38. Résistance équivalente.

$$R_{Th} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \qquad [15]$$

Le circuit équivalent est le suivant, avec les valeurs de E_{Th} et R_{Th} calculées précédemment.

Si maintenant, on veut utiliser la même partie gauche du schéma avec une charge différente de R_3, le générateur de Thévenin reste identique : il n'y a pas besoin de refaire de laborieux calculs avec les lois de Kirchoff !

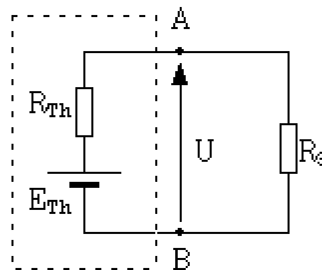


Fig. 39. Générateur de Thévenin équivalent.

Il existe le théorème dual de celui de Thévenin : c'est le théorème de norton. On raisonne alors en termes de source de courant. Il est plus rarement utilisé en électronique, et donc, nous ne l'étudierons pas ici (voir cours d'électricité).

4.4 TRANSFORMATION NORTON / THÉVENIN.

Il est parfois intéressant de passer d'une représentation de générateur de tension à celle de générateur de courant.

Si on reprend les figures 15 et 16, on voit que la caractéristique de ces deux générateurs est similaire ; la pente de cette caractéristique est dans les deux cas égale à $-1/R_g$, où R_g est la résistance série du générateur de tension ou la résistance parallèle du générateur de courant.

Il reste à déterminer la valeur de la tension duale du générateur de courant et vice versa.

La solution est donnée par les figures 15 et 16 et dans le texte associé.

Lorsqu'on transforme un générateur de courant (I_g, R) en générateur de tension (E_g, r), on a les relations :

$$r = R \qquad [16]$$
$$E_g = R\, I_g \qquad [17]$$

En effet, la tension à vide du générateur de courant est donnée lorsque tout le courant de la source est absorbé par la résistance parallèle interne R.

Les résistances R et r sont égales (les pentes des caractéristiques sont les mêmes).

Lorsqu'on transforme un générateur de tension (E_g, r) en générateur de courant (I_g, R), on a les relations :

$$R = r \qquad [18]$$
$$I_g = E_g / r \qquad [19]$$

I_g est égal au courant de court-circuit de la source de tension (E_g, r).

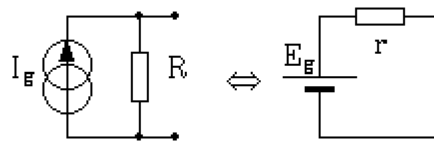


Fig. 40. Transformation Norton / Thévenin.

Comme il a déjà été dit auparavant (1.5), ces calculs sont purement théoriques, et ils amènent à des valeurs de courant et tension équivalents irréalistes.

Les calculs de tensions et courants dans un circuit comprenant des générateurs auxquels on aura appliqué la transformation Thévenin/Norton seront justes, mais le fonctionnement réel de ces sources sera très différent de celui décrit par le formalisme utilisé.

Attention : Il ne faudra surtout pas faire de **calculs de puissance** dissipée **à l'intérieur** des **sources** avec le **mauvais formalisme** : par exemple, calculer des puissances dissipées à l'intérieur d'une batterie en utilisant le modèle du générateur de courant équivalent amènerait à des valeurs totalement erronées !

CHAPITRE 5 GÉNÉRALITÉS SUR L'AMPLIFICATION.

5.1 INTRODUCTION

Une des grandes fonctions de l'électronique analogique est l'amplification de signaux électriques. Cette fonction sera partout présente dans la mesure, et sera notamment cachée dans les appareils de mesure de laboratoire.

Ces appareils seront assimilés à des boîtes noires, dont on ne connaît pas le contenu, mais dont le fabricant spécifie divers paramètres nous permettant de les interfacer avec d'autres éléments de la chaîne de mesure.

La présentation de l'amplificateur qui va être faite ici indique les paramètres essentiels et à quoi ils se rapportent.

5.2 REPRÉSENTATION D'UN AMPLIFICATEUR.

Un amplificateur est un quadripôle, avec deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie. Une des bornes sera généralement commune à l'entrée et à la sortie (Fig. 41.).

On pourra représenter cet amplificateur par le schéma équivalent suivant :

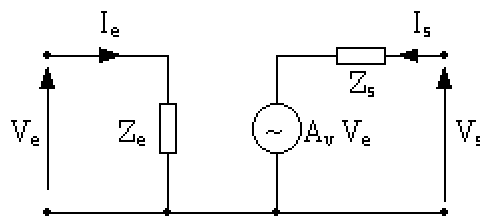


Fig. 41. Schéma équivalent d'un amplificateur.

Dans ce schéma, on va distinguer trois séries de paramètres, relatifs à :

- l'entrée (comment se comporte l'ampli vis à vis de la source qui l'attaque).

- la relation qui lie l'entrée et la sortie (transfert).

- la sortie (de quelle manière la charge perturbe-t-elle l'ampli ?)

5.3 PARAMÈTRES ESSENTIELS.

5.3.1 les paramètres d'entrée.

5.3.1.1 Impédance d'entrée.

C'est tout simplement l'impédance vue de la source, à savoir le rapport :

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} \qquad [20]$$

Cette impédance est en général élevée pour ne pas perturber la source qui l'attaque.

5.3.1.2 Sensibilité d'entrée.

C'est la tension Se appliquée à l'entrée pour laquelle l'ampli atteindra sa tension de sortie maximum admissible.

5.3.1.3 les paramètres de transfert.

5.3.1.3.1 Gain en tension.

C'est le rapport de la tension de sortie sur la tension d'entrée. C'est le facteur multiplicatif de l'ampli :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} \qquad [21]$$

Le gain est adimensionnel. Il dépend de la fréquence du signal d'entrée tout en restant pratiquement constant dans la plage de fréquences constituant la bande passante.

5.3.1.3.2 Gain en décibels.

Très souvent, le gain sera exprimé en décibels (dB)

$$A_v dB = 20 \log_{10}(A_v) \qquad [22]$$

Ce type de notation sera utilisé de façon très large en électronique : **fondamental !**

5.3.1.3.3 Bande passante.

C'est la plage de fréquence pour laquelle le gain en tension A_v reste dans une fourchette comprise entre xdB autour d'une valeur nominale A_{vo}. Généralement, x est égal à 3. On parle de bande passante à 3dB.

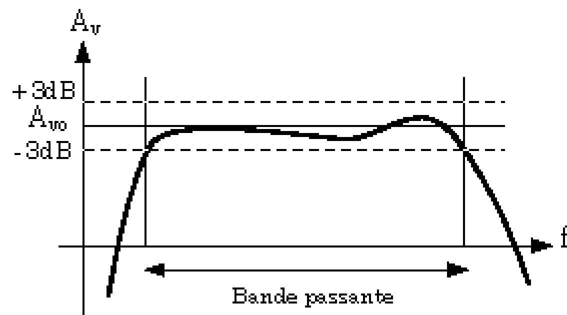


Fig. 42. Bande passante d'un amplificateur.

5.3.1.4 les paramètres de sortie.

5.3.1.4.1 Impédance de sortie.

C'est l'impédance vue de la charge, à savoir le rapport :

$$Z_s = \frac{V_s}{I_s} \qquad [23]$$

Cette valeur sera en général faible.

5.3.1.4.2 Plage de sortie.

C'est la tension de sortie maximum que peut délivrer l'ampli. Il faudra faire attention (comme pour la sensibilité) au formalisme utilisé pour la définir : tension crête à crête, crête, ou efficace, les valeurs données variant alors dans un rapport de 1 à 2√2 !

5.3.1.4.3 Rapport signal sur bruit.

Les composants électroniques génèrent des bruits électriques d'origines diverses (agitation thermique entres autres), et les circuits sont sensibles aux perturbations extérieures (parasitages dus à des champs électromagnétiques, à des couplages).

En conséquence, la tension de sortie de l'amplificateur sera non nulle même avec une tension d'entrée nulle. Cette tension est aléatoire, et son niveau sera sensiblement constant quel que soit la tension présente à l'entrée de l'amplificateur.

Le rapport signal sur bruit sera défini comme le rapport maxi du signal utile (la plage de sortie) sur le niveau de bruit :

$$S/N_r = \frac{V_{smax}}{V_{bruit}} \qquad [24]$$

Ce rapport signal sur bruit sera la plupart du temps exprimé en dB.

Cette notion est importante en instrumentation et déborde largement le cadre de l'amplification ; on la retrouvera aussi dans divers appareils de mesure et de traitement de signal.

5.4 ADAPTATION D'IMPÉDANCE.

Lorsqu'on veut connecter plusieurs étages amplificateurs en cascade, ou plus simplement, quand on désire relier un amplificateur à un générateur en amont et à une charge en aval, il faut faire attention aux impédances des divers constituants de la chaîne.

La figure 43 représente un amplificateur d'impédance d'entrée Z_e, d'impédance de sortie Z_s, connecté à un générateur d'impédance interne R_g et à une charge Z_u.

Le générateur délivre une tension à vide E_g ; la tension à l'entrée de l'amplificateur est V_e, et celle sur la charge est V_s.

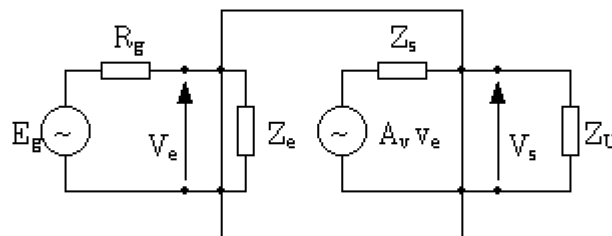


Fig. 43. Connexion d'un amplificateur.

Avec la représentation schématique de l'amplificateur, on distingue très nettement deux ponts diviseurs qui vont détériorer l'amplification.

En entrée, on a :

$$V_e = E_g \frac{Z_e}{R_g + Z_e} \quad [25]$$

Et en sortie, on obtient :

$$V_s = A_v V_e \frac{Z_U}{Z_s + Z_U} \quad [26]$$

Au total, l'amplification réelle devient :

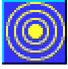
$$\frac{V_s}{E_g} = A_v \frac{Z_e Z_U}{(R_g + Z_e)(Z_s + Z_U)} \quad [27]$$

Si on veut transmettre le maximum de tension entre le générateur et la charge (on parle ici d'adaptation en tension, mais on peut aussi réaliser une adaptation en courant ou en puissance), il faudra les deux conditions suivantes :

$$Z_e >> R_g \quad [28]$$
$$Z_s << R_U \quad [29]$$

En théorie, pour réaliser une bonne adaptation en tension en entrée et en sortie, un ampli idéal aura une impédance d'entrée infinie (en pratique, elle sera la plus grande possible, de l'ordre de quelques MΩ), et une impédance de sortie nulle (en pratique, elle sera de quelques à quelques mΩ).

Cette notion d'adaptation d'impédance est fondamentale, et s'applique très largement, dès qu'on veut interconnecter des appareils électroniques entre eux, et en particulier, des instruments de mesure.



CHAPITRE 6 STRUCTURE DE LA MATIÈRE.

6.1 AVERTISSEMENT.

Ce cours a pour seul but de permettre la compréhension des principaux phénomènes de conduction qui se produisent dans les semi-conducteurs, afin de pouvoir interpréter leur comportement. Il ne sera donc ni exhaustif (et de très loin s'en faut !), ni franchement rigoureux.

Cet exposé sera donc plus proche de la vulgarisation que du cours académique, mais compte tenu du but recherché, il sera largement suffisant pour comprendre les phénomènes sans rentrer dans les détails fort compliqués de la théorie de la conduction.

A noter que des connaissances approfondies en cristallographie ne sont indispensables que pour l'électronicien désireux de se spécialiser en micro-électronique (conception de circuits intégrés). On peut donc parfaitement s'en passer si on se contente d'assembler des composants discrets !

Dans l'optique de ce cours, elles vont nous permettre de comprendre l'essentiel du fonctionnement des composants utilisés sans avoir à parachuter trop de notions qui resteraient alors incomprises.

6.2 LIEN AVEC LE COURS D'ÉLECTRONIQUE.

Tout le secret de l'électricité réside dans la capacité de la matière à laisser circuler plus ou moins bien des charges électriques en son sein sous l'influence d'un champ électrique externe.

Les composants électroniques obéissent aux lois générales de l'électricité (revoir le chapitre I), et donc répondent à la définition précédente.

La différence avec les composants électriques traditionnels se situe dans le matériau conducteur utilisé, qui va autoriser un meilleur contrôle de la conduction électrique, et donc des fonctionnalités nouvelles.

L'électronique va alors se distinguer de l'électricité par des composants dont on pourra moduler la conduction à l'aide de signaux électriques, chose impossible avec les composants simples de l'électricité.

Il est par conséquent utile de rappeler en introduction que tout ce qu'on voit en électronique est totalement dépendant de la physique des solides, et qu'un aperçu de cette dernière est indispensable pour comprendre le fonctionnement des composants électriques et électroniques.

6.3 RAPPEL DE LA DESCRIPTION SIMPLIFIÉE DE LA STRUCTURE DES ATOMES.

Les atomes sont des particules de base constituées d'un noyau autour duquel gravitent des électrons.

Le noyau est composé de protons, particules élémentaires chargées électriquement à la valeur +e, et de neutrons, sans charge.

Les électrons sont des particules chargées électriquement à la valeur -e. Ils tournent autour du noyau sur des orbites définies et ont une masse négligeable vis à vis des neutrons et protons (qui ont eux environ la même masse).

La charge électrique élémentaire vaut e = 1,6E-19 C (C pour Coulomb, unité de charge électrique).

Les orbites des électrons ont des dimensions très grandes vis à vis de celle du noyau, et l'ensemble de l'atome est électriquement neutre, car il comprend autant de protons que d'électrons.

Les électrons se répartissent sur des orbites différentes qui forment des couches. Les couches sont remplies par les électrons dans un ordre bien déterminé. Dans la mesure du possible, ceux-ci s'assemblent par paires. Quand ce n'est pas possible, ils restent célibataires .

Quand l'atome possède plusieurs couches d'électrons, les couches profondes contiennent un nombre d'électrons indépendant de l'atome considéré. C'est la couche périphérique qui fait la différence.

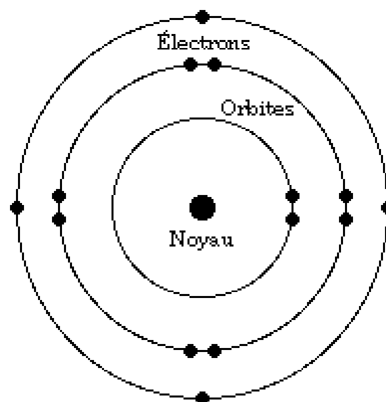


Fig. 1. Structure d'un atome (silicium).

6.4 LES LIAISONS INTER-ATOMIQUES.

Dans la matière, les atomes la constituant se combinent entre eux de manière à lui donner une certaine cohésion.

Macroscopiquement, ces liaisons, appelées valences, vont donner la consistance du matériau : gaz, liquide, solide plus ou moins dur, structure cristalline

Pour la suite de l'exposé, nous allons décrire seulement deux types de valences ; il en existe d'autres que nous n'aborderons pas.

Ces deux liaisons sont :

6.4.1 Les liaisons covalentes.

Les atomes se lient entre eux en mettant en commun des électrons célibataires de la couche périphérique (électrons de valence). Ces électrons s'associent en paires et appartiennent en commun aux deux atomes participant à la liaison. De ce fait, les liaisons obtenues sont très robustes : il faut leur fournir une énergie importante pour les casser.

Dans ce type de liaison, les électrons mis en commun restent très liés aux atomes qui les fournissent. Ils ne peuvent pas circuler facilement dans la matière.

6.4.2 Les liaisons métalliques.

Dans ce cas de liaison, ce ne sont pas deux atomes qui mettent en commun un ou plusieurs électrons pour se lier ; un grand nombre d'atomes mettent en commun des électrons célibataires.

Les atomes ainsi dépouillés de leur(s) électrons(s) deviennent des particules non neutres du point de vue charge électrique (des ions).

Ils forment un réseau cristallin et baignent dans un nuage d'électrons très mobiles appelés électrons libres.

6.5 LA CONDUCTION ÉLECTRIQUE.

6.5.1 Définition.

Lorsqu'on applique un champ électrique extérieur sur un matériau, on a conduction si on observe la circulation d'un courant électrique dans le matériau.

Ce courant est dû au déplacement de charges électriques dans le matériau.

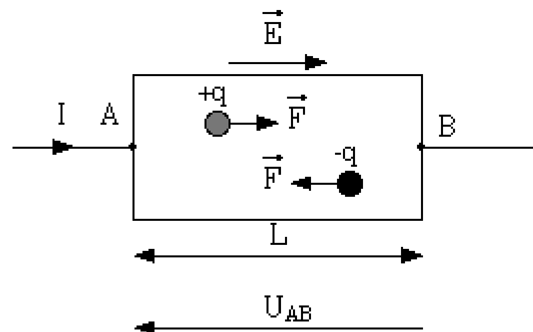


Fig. 2. Déplacement de charges dans un matériau.

La figure 2 montre ce mécanisme : si on applique une différence de potentiel U_{AB} entre deux points A et B d'un matériau distants d'une longueur L, on créé un champ électrique E dans le matériau :

$$E = \frac{U_{AB}}{L} \qquad [1]$$

Ce champ va créer des forces sur les charges électriques présentes dans le matériau :

$$\vec{F} = q\,\vec{E} \qquad [2]$$

Si la charge q est positive, la force et le champ sont de même sens, si elle est négative, ils sont de sens opposés.

Pour que des charges se déplacent dans un champ électrique, encore faut-il que ces charges mobiles existent. Les paragraphes qui suivent vont faire le lien avec les types de liaisons atomiques vues précédemment.

6.5.2 Les isolants.

Dans le cas des matériaux isolants, on a affaire à des liaisons de type covalente : les électrons célibataires de la couche périphérique forment tous des liaisons avec leurs homologues issus d'autres atomes adjacents. Les liaisons sont robustes, et les charges potentiellement mobiles (les électrons) restent liées aux atomes auxquelles elles appartiennent.

On a beau appliquer un champ électrique sur ces matériaux, aucun courant électrique ne circule, car il n'y a pas de charges mobiles.

Il faut noter que les isolants sont aussi importants que les conducteurs en électricité et en électronique, car ce sont eux qui permettent de canaliser les courants électriques là où on le désire. Ils vont s'intercaler entre les conducteurs, et aussi assurer la protection des usagers (gaines isolantes, enrobages de câbles).

6.5.3 Les conducteurs.

Les liaisons des atomes composant les matériaux conducteurs sont de type métallique. Nous avons vu précédemment que dans ce type de liaisons, chaque atome libère un électron qui peut circuler librement dans le cristal.

En l'absence de champ électrique extérieur, ces électrons se déplacent dans un mouvement désordonné, et, statistiquement, la somme de tous les déplacements est nulle : il n'y a pas de courant électrique généré spontanément (ce qui serait l'équivalent du mouvement perpétuel en mécanique !).

Par contre, dès qu'on applique un champ électrique extérieur au matériau conducteur, les électrons vont circuler dans un sens bien déterminé par le sens du champ électrique, créant un courant important.

6.5.4 Interprétation de la loi d'Ohm.

Tout le monde connaît la loi d'Ohm :

$$U = R\,I \qquad [3]$$

Cette loi est interprétable au niveau atomique. Nous allons en donner les principales formulations ci-dessous.

Certaines équations sont bien entendues parachutées, notamment celle qui paraît la plus simple, à savoir la mobilité des charges. Elle découle de la théorie du modèle boules de billard , qui assimile les particules en mouvement à des boules de billard qui se déplacent aléatoirement et qui s'entrechoquent. Nous n'entrerons pas dans cette théorie. On se reportera à l'ouvrage pré-cité (p.50) pour de plus amples renseignements.

6.5.5 Mobilité des charges.

De tout ce qui a été dit précédemment, on se doute qu'un des principaux paramètres qui va décrire l'aptitude d'un matériau à conduire le courant électrique est la mobilité des charges électriques présentes dans ce matériau.

On le définit dans la relation suivante :

$$v = \mu E \qquad [4]$$

µ est la mobilité des charges exprimée en m^2/Vs, v la vitesse de déplacement de ces charges dans la matière, et E l'intensité du champ électrique appliqué sur le matériau (exprimé en V/m).

6.5.6 Courant.

Le courant électrique est le débit de charges électriques circulant dans le conducteur d'une section S donnée, à savoir la quantité de charges électriques qui vont traverser cette section par unité de temps :

$$I = nevS = ne\mu ES \qquad [5]$$

où n est le nombre de charges traversant la section S de conducteur à la vitesse v. Chaque particule est chargée à la valeur élémentaire e = 1,6E-19C.

Cette définition est tout à fait assimilable au débit d'eau dans une conduite.

On voit ici que le courant dépend de la section du conducteur. Pour caractériser le matériau, on va utiliser une définition faisant abstraction de cette section : c'est la densité de courant.

6.5.7 Densité de courant.

La densité de courant J est tout simplement le rapport de l'intensité à la section, soit :

$$J = \frac{I}{S} = ne\mu E \qquad [6]$$

La densité est proportionnelle à la mobilité des charges, à leur nombre, et au champ électrique appliqué.

6.5.8 Conductivité et résistivité.

Si on reprend l'équation [1] et la figure 2, on peut remplacer E par sa valeur dans l'équation [5], soit :

$$I = ne\mu \frac{S}{L} U_{AB} \qquad [7]$$

C'est la loi d'Ohm. La résistance R du tronçon de matériau de section S et de longueur L est égale à :

$$R = \frac{1}{ne\mu} \frac{L}{S} \qquad [8]$$

Par définition, on appelle la conductivité σ la valeur :

$$\sigma = ne\mu \qquad [9]$$

La résistivité ρ est l'inverse de la conductivité, à savoir :

$$\rho = \frac{1}{ne\mu} \qquad [10]$$

Une autre forme de la loi d'Ohm est dans ce cas :

$$J = \sigma E \qquad [11]$$

Exemples de valeurs de résistivité :

- ρ = 1E12Ω m pour le diamant (isolant)

- ρ = 1,7E-8Ω m pour le cuivre (conducteur)

6.5.9 Influence de la température.

La température, en augmentant, va accroître l'agitation des particules dans la matière, et ainsi gêner leur déplacement lors de l'application d'un champ électrique externe. La résistivité du matériau va augmenter.

Cette augmentation de la résistivité avec la température est une loi linéaire, et peut se mettre sous la forme :

$$\rho = \rho_o (1 + a (T - T_o)) \qquad [12]$$

a est la constante du matériau, ρ_o la résistivité à To et ρ la résistivité à la température T.

a vaut 4E-3K^{-1} pour le cuivre. Cela signifie que la résistance d'un conducteur de cuivre va varier de 1% tous les 2,5°C. On en tiendra compte lorsqu'on fera de telles mesures !

CHAPITRE 7 LES SEMI-CONDUCTEURS.

7.1 INTRODUCTION.

Nous venons de voir que les charges électriques sont plus ou moins libres de circuler dans la matière sous l'influence d'un champ électrique externe. Cette propriété nous a permis de distinguer les isolants (liaisons très robustes, charges électriques très peu mobiles) des conducteurs (liaisons fragiles, charges très mobiles).

Les semi-conducteurs se situent entre ces deux extrêmes (d'ou leur nom !). On va aussi pouvoir obtenir les caractéristiques désirées en appliquant les transformations physico-chimiques adéquates. Il en résultera plusieurs sortes de semi-conducteurs que l'on pourra combiner pour obtenir des fonctionnements bien déterminés.

7.2 GÉNÉRALITÉS SUR LES SEMI-CONDUCTEURS.

7.2.1 Semi conducteurs intrinsèques.

Un semi conducteur est constitué par un réseau cristallin de matériau très pur. On utilise soit des éléments du tableau périodique possédant chacun 4 électrons de valence, soit des combinaisons de matériaux qui possèdent 3 et 5 électrons de valence. Les atomes sont liés entre eux par des liaisons covalentes. Ces liaisons sont robustes, ce qui fait que pour arracher des électrons des atomes, il faut fournir une énergie assez importante (environ 1eV, contre 0,1 eV pour les conducteurs et 5eV pour les isolants).

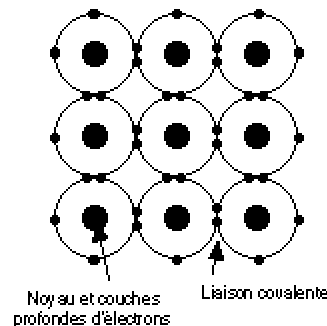


Fig. 3. liaisons dans un cristal de silicium.

Les trois principaux semi conducteurs utilisés en électronique sont :

- le silicium (Si) : c'est le matériau le plus utilisé actuellement pour la fabrication des composants électroniques.

- le germanium (Ge) : il est délaissé (trop sensible en température : courants de fuite importants, température de fonctionnement limitée).

- l'arseniure de gallium (AsGa) : il est très utilisé dans la fabrication de composants opto électroniques, et permet aussi de fabriquer des composants plus rapides que ceux en silicium ; ces applications sont cependant relativement rares.

Les semi conducteurs ont une résistivité électrique intermédiaire entre les isolants (1E14 à 1E22 Ωcm) et les bons conducteurs (1E-6 Ωcm) : elle est comprise entre 1E2 et 1E9 Ωcm.

L'agitation thermique fait que certains électrons quittent leur liaison et deviennent des électrons libres. Ils créent alors un trou qui ne demande qu'à être rebouché par un autre électron libre, surtout si on applique un champ électrique sur le cristal : électrons et trous se déplacent en sens inverse, engendrant ainsi un courant électrique.

Contrairement à ce qui se passe dans les conducteurs, la résistivité des semi conducteurs diminue quand la température augmente : en effet, plus la température est élevée, plus le nombre de trous et d'électrons libres augmente, et plus le courant produit est intense quand on branche un générateur sur le cristal.

7.2.2 Semi conducteurs extrinsèques.

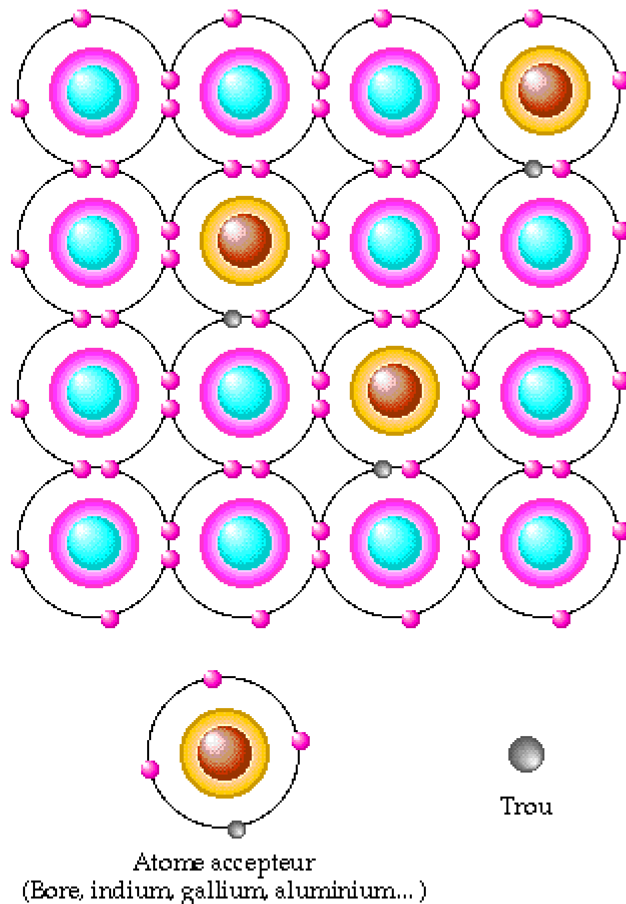
Les semi conducteurs intrinsèques n'ont pas une grande utilité en tant que tels ; ils servent de base aux semi conducteurs dopés : on y rajoute des impuretés pour modifier leur comportement. Il existe deux types de semi conducteurs extrinsèques :

7.2.3 Le semi conducteur de type P.

On dope le cristal intrinsèque avec un élément possédant un nombre inférieur d'électrons de valence : on peut doper du silicium (4 électrons de valence) avec du Bore, de l'indium, du Gallium ou de l'Aluminium qui possèdent 3 électrons de valence (atome accepteur).

Ces atomes vont prendre la place d'atomes de silicium dans le cristal. Comme ils possèdent 1 électron de valence en moins, il va se créer des trous dans le semi-conducteur. Les trous deviennent porteurs de charges mobiles majoritaires : le semi conducteur est de type P. Il subsistera quelques électrons libres dans le cristal (porteurs minoritaires).

Les trous ainsi créés vont être susceptibles d'être bouchés par des électrons présents dans le cristal (par exemple, des électrons issus de paires électron-trou générés par l'agitation thermique).



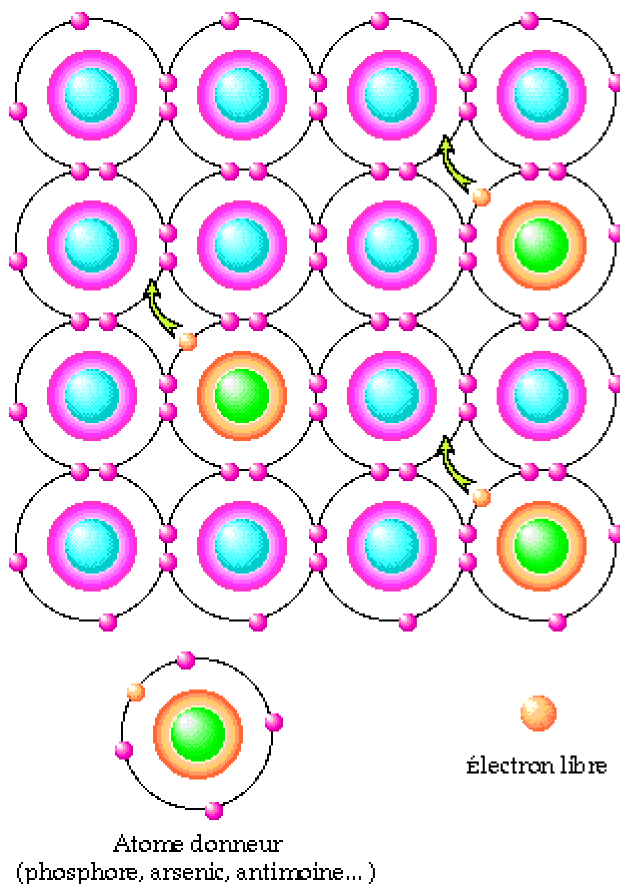
7.2.4 Le semi conducteur de type N.

Le principe est le même que pour le semi conducteur de type P, sauf qu'on dope le cristal avec des éléments ayant un électron de valence de plus (atomes donneurs) : le phosphore, l'arsenic et l'antimoine, qui possèdent 5 électrons de valence pourront doper le silicium par exemple. 4 électrons vont faire des liaisons covalentes avec les atomes de silicium environnants, et le 5ème sera un électron libre ; tous ces électrons libres seront les porteurs majoritaires. Il existera encore quelques trous, mais en très faible quantité.

Les électrons libres seront pratiquement aussi mobiles que dans le cas des conducteurs (liaisons métalliques).

A noter que dans ce cas, l'atome donneur devient ion positif, mais ceci ne créé pas un porteur trou comme dans le cas du silicium P, car cette charge positive ne peut pas se déplacer dans le cristal.

A noter que dans les deux cas (types N et P), **le cristal reste globalement électriquement neutre** , car le noyau des atomes donneurs comporte un proton de plus que l'atome du cristal intrinsèque, et un de moins dans le cas des atomes accepteurs. Le dopage permet d'avoir beaucoup plus de porteurs d'une espèce donnée que de l'autre, et il a apporté une fragilité supplémentaire dans les liaisons atomiques : l'énergie nécessaire pour arracher un porteur majoritaire d'un atome est d'environ 0,1eV: il y aura plus de charges participant à la circulation du courant que dans un cristal intrinsèque.



7.3 Conduction

En pratique, seuls les électrons se déplacent. Au niveau mobilité des charges, on voit que pour le silicium N, les charges mobiles sont les électrons libres , dont l'énergie de liaison se situe dans la

bande de conduction (il faut très peu d'énergie pour les arracher de leur atome donneur) : ils vont donc être très mobiles.

Pour le silicium P, le déplacement de trous se fera en fait par déplacement d'électrons qui seront obligés de venir des autres liaisons covalentes (génération de paires électron-trou), donc de la bande de valence (il faut fournir une énergie relativement élevée pour créer ces paires de porteurs) : ils vont être beaucoup moins mobiles que les électrons libres du silicium N, ce qui explique que la conductivité du silicium P soit plus faible que celle du N.

La conduction est le résultat de trois termes :

- Conduction par champ électrique : un champ externe va fournir suffisamment d'énergie aux électrons libres (N) ou au trous (P) : en fait, les électrons de valence voisins du trou) pour qu'ils se déplacent. On a une conduction dans un barreau de silicium monocristal (N ou P). La conduction est meilleure dans le N à cause de ce qui a été dit précédemment.

- Conduction par diffusion des porteurs : n'existe pas dans un cristal homogène. Ce phénomène est dû à l'hétérogénéité du matériau (jonction, dopage non homogène) : il y a un gradient de concentration des charges qui se déplacent pour se répartir de façon homogène dans le cristal à la manière des gaz.

- Conduction par création/recombinaison de charges : ceci concerne les charges libres minoritaires, qui peuvent être créées de diverses manières : émission photonique, avalanche, passage de la barrière de potentiel d'une jonction Ces charges en excès se recombinent avec les porteurs majoritaires selon une loi exponentielle de constante de temps égale à la durée de vie des porteurs.

CHAPITRE 8 THEORIE DE LA DIODE

8.1 INTRODUCTION.

La diode est le semi-conducteur de base : on ne peut pas combiner du silicium dopé plus simplement.

Son fonctionnement macroscopique est assimilable à celui d'un interrupteur commandé qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens.

Cette propriété lui ouvre un champ d'applications assez vaste en électronique. C'est la diode qui va permettre de redresser le courant alternatif issu du secteur et autoriser la fabrication d'alimentations stabilisées qui sont obligatoires dans la plupart des montages électroniques. On conçoit donc que si ce composant est basique , ainsi que son fonctionnement, il n'en n'est pas moins fondamental !

Dans la catégorie des diodes, on trouve aussi des diodes de régulation, dites diodes zéner, qui ont un comportement de source de tension. Cette propriété va permettre d'élaborer autour de ce composant simple toute une série de montages délivrant une ou plusieurs tensions continues.

La fonction diode a existé bien avant l'arrivée du silicium : on utilisait alors des diodes à vide (les lampes) dont le fonctionnement était basé sur l'effet thermoélectronique. Le silicium a apporté les avantages suivants : coût, fiabilité, encombrement, simplicité d'utilisation

8.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

8.2.1 LA JONCTION. (GIF couleur 22ko)

Si on dope une partie d'un semi conducteur intrinsèque avec des atomes à 5 électrons périphériques (le semi conducteur devient extrinsèque de type N) et l'autre avec des atomes à 3 électrons périphériques (extrinsèque de type P), on crée une jonction, qui est la limite de séparation entre les deux parties.

Nous avons fabriqué une diode à jonction.

1. **Équilibre sans générateur. (GIF couleur 17ko)**

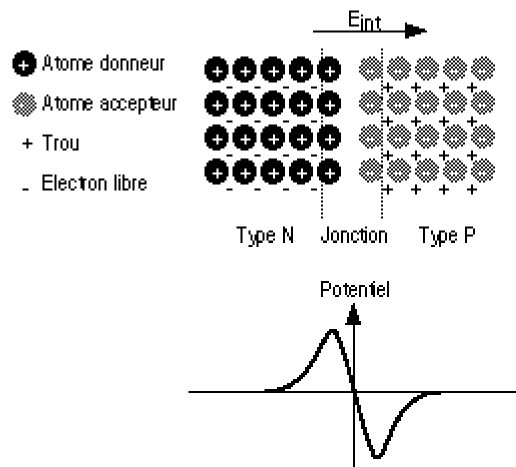


Fig. 1. Équilibre au niveau de la jonction.

Au voisinage de la jonction , les trous de la zone P vont neutraliser les électrons libres de la zone N (il y a diffusion des charges). Ce phénomène va s'arrêter quand le champ électrique Eint créé par les atomes donneurs ou accepteurs (qui vont devenir respectivement des charges + et -) va être suffisant pour contrarier le mouvement des charges mobiles. Ceci constitue une barrière de potentiel pour les porteurs majoritaires. Par contre, cette barrière de potentiel va favoriser le passage des porteurs minoritaires (conduction électrique).

Les deux courants antagonistes (diffusion des majoritaires et conduction des minoritaires) s'équilibrent et leur somme est nulle en régime permanent et en l'absence de champ électrique extérieur.

2. **Avec un générateur en sens direct.** **(GIF couleur 18ko)**

La barrière de potentiel interne empêche donc toute circulation de courant. Si on applique un champ externe à l'aide d'un générateur en branchant le pôle + sur la zone P et le pôle - sur la zone N, on peut annuler les effets du champ interne et permettre au courant de circuler : le phénomène d'attraction des électrons libres de la partie N par les trous de la partie P (diffusion) n'est plus contrarié, et le générateur va pouvoir injecter des électrons dans la zone N et les repomper par la zone P.

Le courant de conduction constitué par les porteurs minoritaires prend une valeur I_f indépendante du champ extérieur.

Le courant total est la somme des deux courants, soit pratiquement le courant direct dû aux porteurs majoritaires dès que la tension atteint la centaine de mV.

La diode est alors polarisée dans le sens direct, et un courant relativement intense peut circuler : de quelques dizaines de milliampères pour des diodes de signal à quelques ampères pour des diodes de redressement standard, voire à des centaines d'ampères pour des diodes industrielles de très forte puissance.

3. Avec un générateur en sens inverse. (GIF couleur 18ko)

Si on branche le générateur dans le sens inverse du cas précédent, on renforce le champ électrique interne, et on empêche le passage des porteurs majoritaires : les électrons libres sont repoussés dans la zone N et les trous dans la zone P ; on accentue la séparation des charges (zone de **déplétion**).

Par contre, les porteurs minoritaires (trous pour la zone N et électrons libres pour la zone P) peuvent traverser la jonction et reboucler par le générateur : ils forment le courant inverse I_f qui dépend essentiellement de la température.

Le champ extérieur repousse les charges qui vont se trouver à une distance sensiblement proportionnelle à |V|, créant ainsi une capacité proportionnelle à cette distance, donc à |V|.

Cette capacité est inhérente à toute jonction de semi conducteurs, et va constituer la principale limitation (en régime linéaire tout du moins) au fonctionnement à haute fréquence des composants électroniques (diodes, transistors et circuits intégrés les employant).

B. CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.

1. Caractéristique courant/tension.

- **Caractéristique globale.**

On a vu précédemment que le courant était négligeable pour une tension $V_d = V_p - V_n$ négative (ceci est vrai jusqu'à une tension V_c dite tension de claquage). Au dessus d'un certain seuil V_o de tension V_d positive, le courant direct croit très rapidement avec V_d.

Le seuil V_o (barrière de potentiel) dépend du semi conducteur intrinsèque de base utilisé. Il est d'environ 0,2V pour le germanium et 0,6V pour le silicium.

La caractéristique a la forme suivante :

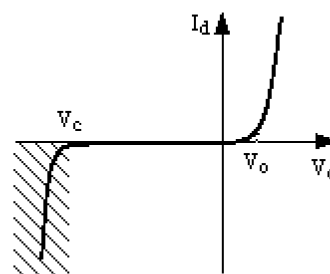


Fig. 2. Caractéristique complète.

- **Caractéristique directe (V_d > 0)**

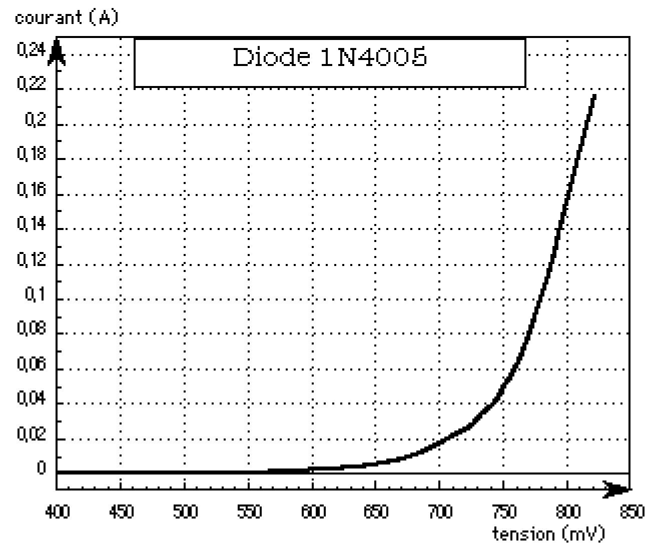


Fig. 3. Caractéristique directe d'une diode.

Sur ce type de diode au silicium, le courant croit assez rapidement au delà de 0,7V. C'est une diode de redressement supportant 1A en direct et 600V en tension inverse.

- **Autour de zéro.**

La caractéristique passe par l'origine. Pour V_d négatif, le courant tend rapidement vers la limite $-I_f$ (courant de fuite) , car le courant de diffusion dû aux porteurs majoritaires va s'annuler.

- **Caractéristique inverse (V_d < 0). Phénomène de claquage.**

Quand la tension appliquée dépasse la valeur spécifiée par le fabricant, le courant décroît (attention : il est déjà négatif !) très rapidement. S'il n'est pas limité par des éléments externes, il y a destruction rapide de la diode. Deux phénomènes sont à l'origine de ce résultat :

- phénomène d'avalanche : quand le champ électrique au niveau de la jonction devient trop intense, les électrons accélérés peuvent ioniser les atomes par chocs, ce qui libère d'autres électrons qui sont à leur tour accélérés Il y a divergence du phénomène, et le courant devient important.

- phénomène Zener : les électrons sont arrachés aux atomes directement par le champ électrique dans la zone de transition et créent un courant qui devient vite intense quand la tension V_d atteint une valeur V_z dite tension Zéner.

Si on construit la diode pour que le phénomène Zéner l'emporte sur le phénomène d'avalanche (en s'arrangeant pour que la zone de transition soit étroite), on obtient une diode Zéner.

On utilise alors cette diode en polarisation inverse. L'effet zéner n'est pas destructif dans ce cas. Ces diodes sont très utilisées pour la régulation de tension.

- **Équation.**

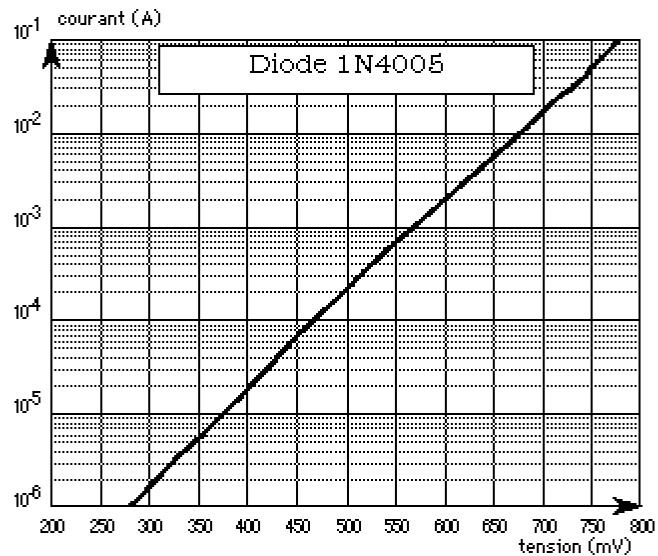


Fig. 4. Linéarité de Log (I) fonction de V.

la courbe Fig. 2. (à l'exception de la zone de claquage) répond assez bien à la formule suivante, expliquée par la thermodynamique statistique :

$$I_d = I_f \left(e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1 \right) \qquad [1]$$

où :

- I_f est le courant de fuite

- q la charge de l'électron = 1,6E-19C

- k constante de Boltzman = 1,38E-23 J/K

- T température absolue

La loi logarithmique [1] est bien illustrée par les figures 3 et 4. La courbe expérimentale s'éloigne toutefois de la théorie aux forts courants, où le modèle n'a pas tenu compte d'autres phénomènes dont les chutes de tension ohmiques dans le semi conducteur.

A noter que sur la figure 4, le courant maxi représenté est égal au 1/10ème admissible par cette diode.

- **Effet de la température.**

  Pour V_d positif, la diode a un coefficient de température négatif égal à -2mV/K. Cette dérive en température est suffisament stable pour qu'on puisse utiliser des diodes comme thermomètres.

  Pour V_d négatif, le courant de fuite I_f varie très rapidement avec la température. Il est plus important pour le germanium que pour le silicium, et croît plus vite, ce qui devient rapidement gênant. Dans le silicium, ce courant double tous les 6°C.

2. Résistance différentielle (ou dynamique).

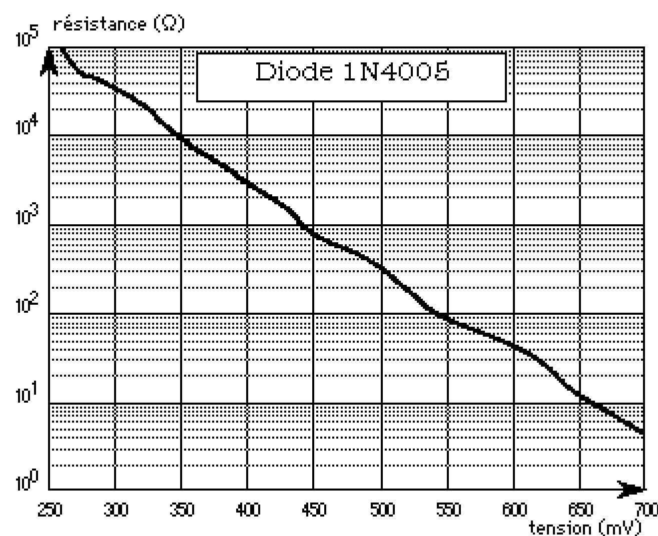


Fig. 5. Résistance dynamique.

La résistance dynamique étant l'inverse de la pente de la caractéristique en un point donné, on peut la déduire par dérivation de la formule [1] :

$$r_d = \frac{kT}{qI_d} \qquad [2]$$

C'est la résistance dynamique au point de fonctionnement (V_d , I_d). Elle est fonction du courant de polarisation I_d au point étudié.

La figure 5 donne la valeur de r_d en fonction de la tension de la diode : les variations sont très importantes.

3. Schéma équivalent.

La représentation de la diode par sa loi logarithmique est un peu complexe pour l'emploi de tous les jours. Plusieurs schémas équivalents simplifiés sont proposés :

- **Diode idéale.**

Dans ce cas, on néglige la tension de seuil et la résistance interne de la diode. La caractéristique est alors celle de la figure 6.

Ce schéma est utile pour des pré calculs, surtout si les diodes sont employées dans des circuits où les tensions sont élevées (plusieurs dizaines de volts) : la tension de coude est alors négligeable.

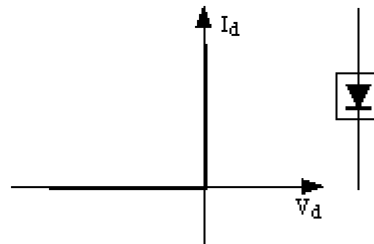


Fig. 6. Caractéristique idéale.

- **Diode avec seuil.**

On peut continuer à négliger la résistance interne, mais tenir compte du seuil de la diode. La caractéristique devient :

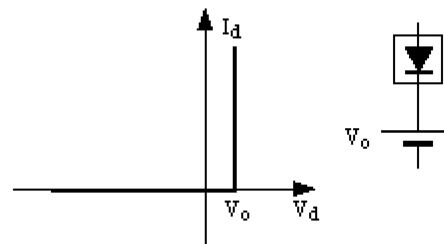


Fig. 7. Caractéristique avec seuil.

Ce schéma est le plus utilisé pour les calculs.

- **Diode avec seuil et résistance.**

Ici, on prend en compte la résistance de la diode. Ceci peut être utile si on utilise la diode en petits signaux alternatifs et qu'on a besoin de sa résistance dynamique.

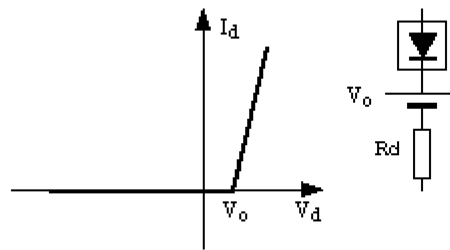


Fig. 8. Caractéristique avec seuil et résistance.

Attention : dans ce cas, on considère que la résistance dynamique est constante, ce qui n'est vrai que si la variation du signal alternatif est très petite autour du point de polarisation en continu.

II. UTILISATION.

Il existe divers types de diodes correspondant à des technologies différentes. Chaque technologie présente le meilleur compromis pour une utilisation donnée.

Nous allons balayer les applications des diodes en les classifiant par groupe technologique.

8.3 Paramètres essentiels des diodes.

En fonction de l'application considérée, on s'intéressera à certains paramètres des diodes plutôt qu'à d'autres. Certains paramètres ne sont pas spécifiés pour tous les types de diodes, sauf les suivants qui sont incontournables :

- V_F : tension de coude de la diode spécifiée à un courant direct donné.

- I_F : courant direct permanent admissible par la diode à la température maxi de fonctionnement.

- I_{FSM} : courant temporaire de surcharge (régime impulsionnel). En général, pour un courant de surcharge donné, le constructeur spécifie l'amplitude des impulsions, leur durée, le rapport cyclique, et dans certains cas, le nombre maxi d'impulsions qu'on peut appliquer.

- V_R : c'est la tension inverse maxi admissible par la diode (avant l'avalanche).

- I_R : c'est le courant inverse de la diode. Il est spécifié à une tension inverse donnée, et pour plusieurs températures (généralement 25°C et Tmax). Ce courant n'est pas seulement celui dû aux porteurs minoritaires. Il provient aussi des courants parasites à la surface de la puce (le silicium est passivé par oxydation, et il peut subsister des impuretés qui vont permettre le passage de faibles courants). Le boitier d'encapsulation de la puce de silicium est aussi source de fuites.

Ces symboles sont ceux généralement employés par les différents constructeurs, mais il peut y avoir des variantes, et il est toujours sage de se reporter à la documentation du

constructeur pour savoir comment sont spécifiés les paramètres, et à quoi ils correspondent exactement.

A. DIODES DE REDRESSEMENT.

Une des principales applications de la diode est le redressement de la tension alternative du secteur pour faire des générateurs de tension continue destinés à alimenter les montages électroniques (entre autres).

Il y a deux types principaux de diodes de redressement : les diodes standard pour le redressement secteur classique, et les diodes rapides pour les alimentations à découpage. Nous étudierons ces dernières ultérieurement.

1. Caractéristiques physiques.

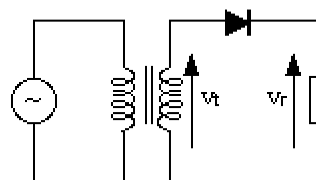
Les diodes de redressement standard sont les moins sophistiquées, et ne font l'objet d'aucun traitement particulier, les conditions d'utilisations étant peu contraignantes.

Elles ont des tensions V_R comprises entre 50 et 1000V environ, et les courants I_F vont de 1A à plusieurs centaines d'ampères.

Avant le système de redressement, on a presque toujours un transformateur qui sert à abaisser la tension secteur (les montages électroniques fonctionnent souvent sous des tensions de polarisation allant de quelques volts à quelques dizaines de volts), et qui sert aussi à isoler les montages du secteur (220V, ça peut faire très mal !).

2. Redressement simple alternance.

C'est le redressement le plus simple qui soit : quand la tension aux bornes du transformateur V_t dépasse la tension de seuil de la diode, celle-ci conduit, laissant passer le courant direct dans la charge. La tension aux bornes de la charge V_r est alors égale à la tension aux bornes du transformateur moins la tension directe V_F de la diode.



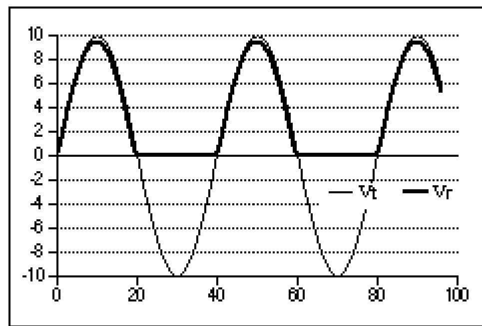


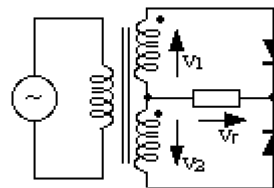
Fig. 9. Redressement avec une diode.

Quand la tension aux bornes du transformateur devient inférieure à la tension de seuil, la diode est bloquée ; il ne subsiste que le courant de fuite, qui est négligeable en comparaison du courant direct.

La tension aux bornes de la diode est alors égale à celle aux bornes du transformateur : il faudra choisir une diode avec une tension V_R au minimum égale à la tension crête du secondaire du transformateur.

3. Redressement double alternance.

- **Avec transfo double enroulement.**



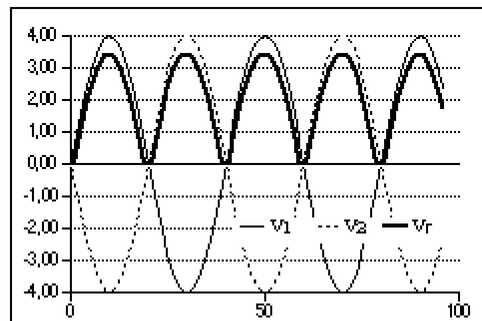


Fig. 10. Redressement avec transfo double sortie.

Le montage précédent présente l'inconvénient de ne laisser passer que la moitié du courant que peut délivrer le transformateur. Pour remédier à celà, on utilise un transformateur avec deux enroulements secondaires que l'on câble de manière à ce qu'ils délivrent des tensions en opposition de phase sur les diodes.

On notera la chute de tension dans les diodes : elle devient non négligeable quand les tensions alternatives sont faibles (4V crête dans l'exemple ci-dessus).

Dans ce cas, tout se passe comme si on avait deux montages identiques à celui de la Fig. 9 qui fonctionnent l'un pour l'alternance positive, l'autre pour l'alternance négative. On vérifie bien (Fig. 11 et 12) que le courant dans la charge est toujours orienté dans le même sens.

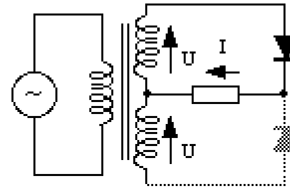


Fig. 11. Alternance positive.

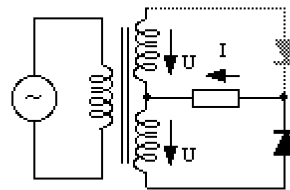
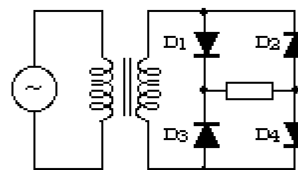


Fig. 12. Alternance négative.

Les diodes sont plus sollicitées que pour le montage simple alternance : en effet, la diode qui ne conduit pas devra supporter en plus de la tension aux bornes de son secondaire de transformateur, la tension aux bornes de la résistance. Au total, elle devra supporter une tension V_R double de celle requise dans le montage à simple alternance, soit deux fois la tension crête présente sur chacun des secondaires.

- **Avec pont de Grætz.**



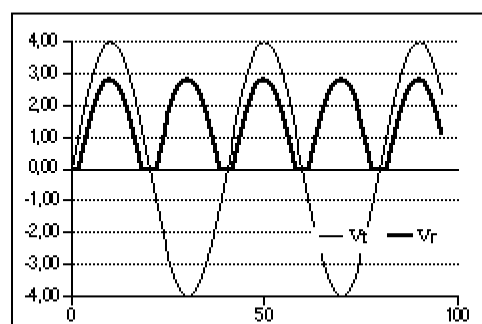


Fig.13. Redressement avec pont de diodes.

Il existe une autre manière de faire du redressement double alternance, ne nécessitant pas un transformateur à double enroulement : on utilise 4 diodes montées en pont. Des ponts tous faits sont disponibles dans le commerce, permettant de réduire le nombre de composants du montage.

Lorsque la tension aux bornes du transformateur est positive, D1 et D4 conduisent, et quand elle est négative, D2 et D3 conduisent (Fig. 14 et 15).

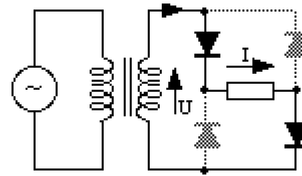


Fig. 14. Alternance positive.

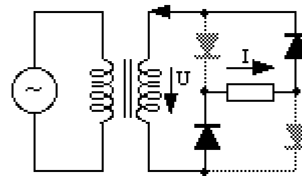


Fig.15. Alternance négative.

Chaque diode n'a à supporter qu'une fois la tension crête du secondaire du transformateur (contre deux fois pour le montage précédent), mais en revanche, on a deux tensions directes de diode en série. La puissance totale dissipée dans les diodes est double par rapport à la solution précédente.

- **Quelle solution choisir ?**

Quand on en aura la possibilité, on préfèrera la solution à transfo à point milieu, pour plusieurs raisons :

- le transfo n'est pas plus cher que celui à secondaire simple.

- avec un transfo à un seul secondaire, on ne peut pas faire d'alimentation double symétrique en redressement double alternance. Ce type de transfo est moins universel .

- le fait que les diodes aient à tenir une tension double n'est pas un problème dans la plupart des cas, car les tensions redressées sont très souvent bien inférieures aux tensions V_R minimum des diodes disponibles dans le commerce.

- dans le montage en pont, la charge est flottante par rapport au transformateur, ce qui peut être gênant dans certains cas.

4. Filtrage.

Les montages précédents délivrent des tensions redressées mais non continues.

Pour obtenir une tension (quasi) continue, il suffit de mettre un gros condensateur en parallèle avec la charge.

- **Redressement simple alternance.**

  Ici, la charge est absolument quelconque, et peut être un montage électronique complexe ayant une consommation en courant aléatoire.

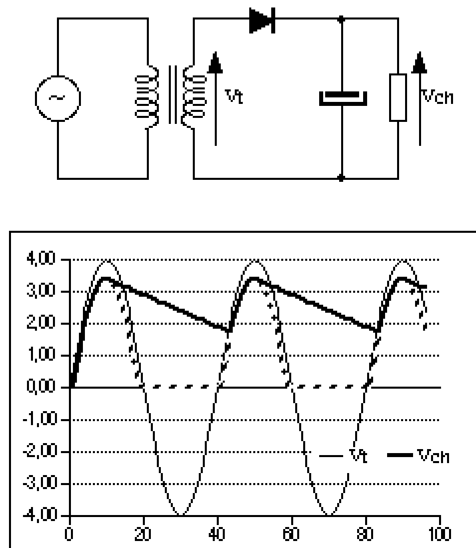


Fig. 16. Redressement simple alternance et filtrage.

Sur le graphique du bas de la Fig. 16, on voit en pointillé la tension redressée telle qu'elle serait sans condensateur. En traits pleins épais, on voit la tension filtrée.

Sur ce graphe, le courant de décharge du condensateur est linéaire : il correspond à l'hypothèse de décharge à courant constant.

Le fonctionnement est simple : quand la tension aux bornes du transformateur est supérieure à la tension aux bornes du condensateur additionnée de la tension directe de la diode, la diode conduit. Le transformateur doit alors fournir le courant qui va alimenter la charge et le courant de recharge du condensateur.

Quand la tension du transformateur devient inférieure à celle du condensateur plus la tension de coude de la diode, la diode se bloque. L'ensemble condensateur / charge forme alors une boucle isolée du transformateur.

Le condensateur se comporte comme un générateur de tension, et il restitue l'énergie accumulée dans la phase précédente.

A noter que la tension aux bornes du condensateur étant en permanence voisine de la tension crête positive du transformateur, lorsque celui-ci

fournit la tension de crête négative, la diode doit supporter deux fois la tension crête délivrée par le transformateur : on perd le seul avantage (hormis la simplicité) du montage à redressement simple alternance.

Calcul du condensateur : dans la littérature, on trouve classiquement le calcul du condensateur pour une charge résistive. La décharge est alors exponentielle et le calcul inutilement compliqué.

Ce calcul est assez éloigné des besoins réels : en général, on ne fait pas des alimentations continues pour les faire débiter dans des résistances !

Très souvent, ces alimentations redressées et filtrées sont suivies d'un régulateur de tension. La charge est fréquemment un montage complexe ayant une consommation variable au cours du temps.

Pour faire le calcul du condensateur, on prendra donc une décharge à courant constant, le courant servant au calcul étant le maximum (moyenné sur une période du secteur) consommé par la charge.

Le critère de choix ne sera pas un taux d'ondulation qui n'a souvent aucune utilité pratique, mais une chute de tension maxi autorisée sur le condensateur pour que le montage connecté en aval fonctionne correctement.

Avec ces hypothèses, le calcul du condensateur devient très simple : On considère que le condensateur C se décharge à courant Imax constant pendant un temps ΔT et que la chute de sa tension est inférieure à ΔV.

On a alors la relation :

$$C\,\Delta V = I_{max}\,\Delta T \qquad [3]$$

Le temps ΔT choisi va être approximé à la période du secteur. En pratique, le condensateur va se décharger moins longtemps (Fig. 16), on va donc le surdimensionner légèrement.

L'erreur commise est en fait très faible comparée à la dispersion que l'on aura sur le résultat de par les tolérances des composants, et notamment des condensateurs de filtrage : on utilise des condensateurs chimiques qui ont des tolérances très larges (-20% / +80% en général) et qui n'existent souvent que dans la série E6 (1 ; 1,5 ; 2,2 ; 3,3 ; 4,7 ; 6,8). Les transformateurs sont eux aussi assez dispersés, ce qui fait qu'au final, mieux vaut prévoir large pour éviter les mauvaises surprises !

Pour un redressement simple alternance, on aura un ΔT de 20ms, qui correspond à l'inverse de la fréquence secteur 50Hz. La valeur du condensateur est alors :

$$C = \frac{I_{max}}{F\,\Delta V} \qquad [4]$$

Il faudra veiller à choisir un condensateur supportant au moins la tension crête du transformateur **à vide** (la tension sera plus faible en charge du fait des chutes de tensions diverses (résistance du transfo, diode).

- **Redressement double alternance.**

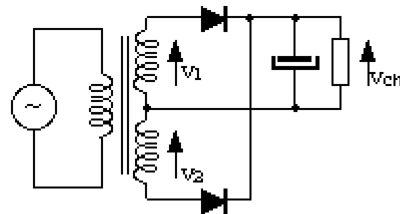
Les hypothèses seront les mêmes que précédemment. La seule différence viendra du temps ΔT ; vu qu'on a un redressement double alternance, la fréquence du courant redressé est double de celle du secteur. La formule de calcul du condensateur devient donc :

$$C = \frac{I_{max}}{2\,F\,\Delta V} \qquad [5]$$

Comme dans la formule [4], F est la fréquence secteur (50Hz en France).

A chute de tension égale, le condensateur sera donc deux fois plus petit que pour le redressement simple alternance, ce qui est intéressant, vu la taille importante de ces composants.

La diode aura à tenir deux fois la tension crête délivrée par chaque enroulement du transformateur.



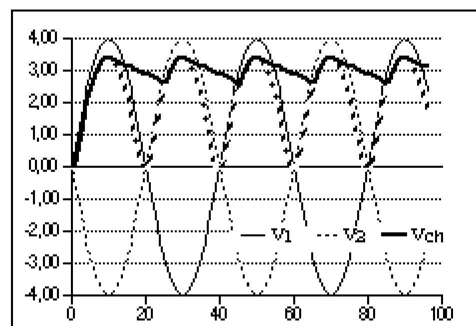


Fig. 17. Redressement double alternance et filtrage.

- **Fonctionnement des diodes et transfos.**

On peut remarquer Fig. 16 et 17 que les diodes ne conduisent pas pendant toute l'alternance du secteur, mais seulement pendant un temps très court vis à vis de cette alternance. L'énergie qui est restituée par le condensateur dans la phase de roue libre doit être au préalable stockée pendant ce court temps de conduction des diodes.

La conséquence de ceci, c'est que pour assurer un certain courant moyen dans la charge, l'ensemble transfo plus diode devra débiter un courant de crête beaucoup plus intense que le courant moyen lors des phases de conduction des diodes (environ 15 fois le courant moyen). Voir chronogramme (GIF couleur 15ko)

La chute de tension dans les diodes sera alors importante (plus près d'1V que de 0,6V) ainsi que la chute de tension dans les résistances du transformateur.

Il ne faudra pas perdre ces considérations de vue quand on voudra calculer l'alimentation au plus juste !

L'autre conséquence est le démarrage de l'alimentation : lorsqu'on branche le transformateur sur le secteur, on peut se trouver au maximum de tension de l'alternance secteur. La charge du transformateur, principalement constituée du condensateur de filtrage, sera l'équivalent d'un court-circuit. Le courant d'appel sera alors uniquement limité par la résistance interne du transformateur (quelques dizièmes d'ohms à quelques ohms), et il sera très intense : les diodes devront supporter ce courant (paramètre I_{FSM})

5. Alimentations doubles symétriques.

Si on analyse le fonctionnement du redresseur double alternance à transformateur à point milieu, on s'aperçoit que chaque secondaire débite du courant seulement pendant une alternance. L'autre alternance serait susceptible de fournir un courant négatif.

Partant de cette constatation, on peut imaginer facilement une alimentation double symétrique, avec 4 diodes disposée en pont : deux diodes vont conduire les alternances positives des secondaires du transformateur, et les deux autres les alternances négatives.

Le point milieu du transformateur sera le potentiel commun des deux alimentations.

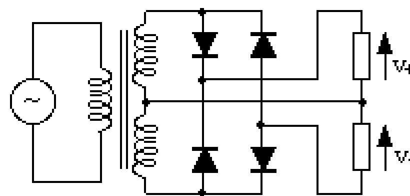


Fig. 18. Alimentation double positive et négative.

On peut bien évidemment mettre un condensateur aux bornes de chacune des charges pour filtrer les tensions redressées obtenues.

Ces alimentations sont incontournables dans les montages symétriques où il est nécessaire d'amplifier des tensions continues, et notamment dans les montages à amplificateurs opérationnels

6. Doubleur de tension.

Dans certaines applications, on peut avoir besoin de tensions continues très élevées (quelques milliers de volts). On pourrait les obtenir avec un transformateur élévateur et un redressement / filtrage classique.

Il existe une solution moins onéreuse faisable avec des diodes et des condensateurs : c'est le doubleur de tension.

Le montage de la Fig. 19. se décompose en deux : redressement / filtrage par la cellule D1 / C1, puis détecteur de crête D2 / C2.

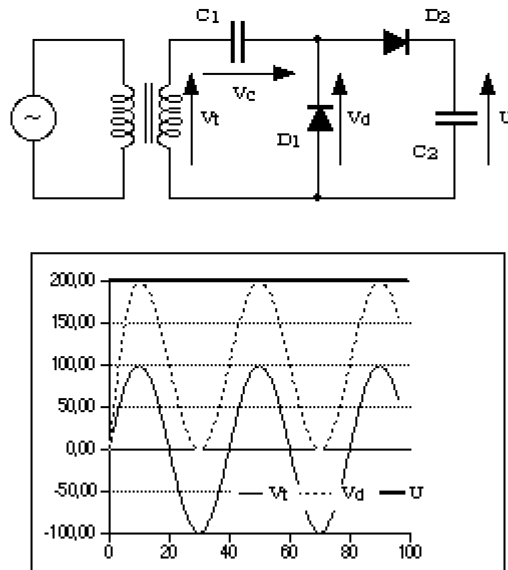


Fig. 19. Doubleur de tension de Schenkel.

Aux bornes du condensateur C1, si la charge est infinie, la tension V_c restera constante et égale à la tension crête du transformateur.

La diode D1 verra à ses bornes la tension $V_t + V_c$, dont la valeur crête est égale à deux fois la tension crête du transformateur. Tout se passe comme si la tension du transformateur avait été translatée d'une fois la valeur de la tension crête.

Il suffit alors de filtrer cette tension à sa valeur de crête avec D2 et C2 : on obtient une tension continue égale à deux fois la tension crête du transformateur.

Il est possible de continuer ce raisonnement, et en ajoutant d'autres cellules semblables à celle du doubleur, on peut tripler, quadrupler ou plus les tensions.

Ces montages sont utilisés entre autres pour générer les tensions d'accélération des tubes d'oscilloscopes (2 à 5 kV). On remarquera qu'ils ne peuvent pas débiter beaucoup de courant (les tensions mises en jeu ne permettent pas d'utiliser des condensateurs de forte valeur), et donc, ils sont plutôt destinés à des applications quasi statiques.

B. DIODES À AVALANCHE CONTRÔLÉE.

Les diodes de redressement standard ne sont pas garanties pour fonctionner au delà de la tension V_R spécifiée. Si on utilise des diodes standard dans des milieux parasités, il se peut qu'on dépasse momentanément la tension inverse maxi et qu'on détruise la diode.

Certaines applications ont besoin de diodes qui ne soient pas détruites par une entrée en avalanche.

1. Caractéristiques physiques.

Les diodes à avalanche contrôlées sont fabriquées dans du silicium de meilleure qualité que les diodes standard : meilleure homogénéité du cristal, traitement de surface poussé limitant les courants de fuite

La résistivité du silicium est ainsi plus homogène, et lorsque le phénomène d'avalanche se produit, c'est dans tout le volume du cristal qui peut alors supporter des puissances très élevées pendant quelques dizaines de µs.

Ces diodes sont sévèrement triées en fin de fabrication pour détecter les défauts éventuels.

On spécifie en plus des I_R et V_R standards une tension inverse maxi pour un courant inverse donné.

2. Protection contre les surtensions.

Une des applications est l'utilisation dans des milieux parasités : des surtensions brèves (quelques µs) d'une amplitude très supérieure à la tension V_R de la diode peuvent apparaître : la diode va partir en avalanche, et limiter la surtension parasite. Ce phénomène ne sera pas destructif car la diode est conçue pour fonctionner en avalanche sans casser.

Il y a une double fonction d'autoprotection (la diode n'est pas détruite), et de protection de l'environnement de cette diode (écrêtage de la surtension).

3. Mise en série de diodes.

Lorsqu'on veut bloquer des fortes tensions sans faire appel à des diodes spéciales haute tension (chères et difficiles à se procurer), on peut mettre en série plusieurs diodes dont la somme des V_R sera supérieure à la tension à bloquer.

Si on met en série des diodes ordinaires, les tensions ne vont pas se répartir de façon égale pour toutes les diodes comme le montre la Fig. 20.

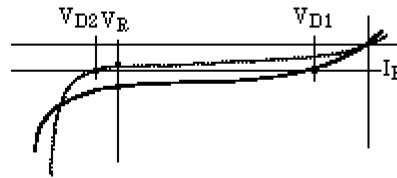


Fig. 20. Caractéristiques de deux diodes.

Si on met les deux diodes de cet exemple en série, sans autres composants en parallèle, le courant de fuite sera le même pour les deux diodes, et tel que V_{D1} + V_{D2} = U, tension totale à bloquer ; V_{D1} et V_{D2} sont les tensions aux bornes des diodes D1 et D2 pour le courant de fuite commun I_R.

La diode D1 qui fuit plus que l'autre à tension donnée va imposer un courant I_R entraînant une tension aux bornes de D2 supérieure à la tension de claquage V_R : D2 va être détruite par avalanche.

Dans le cas général où on met plusieurs diodes en série, la rupture de la première entraîne la destruction en chaîne de toutes les autres diodes.

La solution est dans les diodes à avalanche contrôlée : les courants de fuite (hors porteurs minoritaires) sont très réduits par construction, et une ou plusieurs diodes peuvent rentrer en avalanche sans problèmes. Le courant de fuite étant faible, la puissance dissipée restera dans les limites admissibles par le composant.

C. DIODES DE REDRESSEMENT RAPIDES.

1. Notions de charge recouvrée.

Nous avons déjà mentionné le phénomène de diffusion au travers de la jonction PN : les électrons majoritaires de la zone N franchissent la jonction et tendent à neutraliser les trous de la zone P et vice versa.

Quand la jonction est polarisée en direct, le champ électrique externe s'oppose au champ électrique interne crée par les ions dépossédés de leur électron (zone N) ou trou (zone P) libres, et permet ainsi une plus grande diffusion des porteurs majoritaires dans la région de type opposé où ils deviennent minoritaires. Ils se recombinent alors avec une charge de signe opposé.

Ce phénomène de recombinaison n'est pas instantanné : les porteurs ont une durée de vie t égale à environ 1ms dans le silicium. Il existe donc dans le cristal des charges en excès de part et d'autre de la jonction, à la manière de charges présentes sur les armatures d'un condensateur.

On associe d'ailleurs à cette charge, appelée **charge stockée** , une capacité appelée **capacité de diffusion** .

Si on inverse brusquement la polarité aux bornes de la diode pour la bloquer, ces porteurs vont se comporter de la même manière que les porteurs minoritaires en

régime inverse établi : ils vont être attirés de l'autre côté de la jonction par le champ électrique externe et vont former un courant intense qui va s'ajouter au courant de fuite I_s, jusqu'à ce que la charge stockée disparaisse.

Ce courant va décroître jusqu'à devenir nul pendant un temps t_{RR} appelé **temps de recouvrement inverse** .

La charge stockée est d'autant plus importante que le dopage est important. Le dopage intervenant directement dans la conductivité du cristal, il se pose le problème pour les diodes de puissance qui nécessitent une conductivité, et donc un dopage importants.

Pour diminuer la charge stockée dans ces composants, on utilise des pièges recombinants, qui sont souvent des atomes d'or. Ils diminuent la durée de vie des porteurs, ce qui induit une charge stockée plus faible.

2. Utilisation.

Ces diodes sont utilisées en électronique de puissance partout où l'on doit commuter très rapidement des courants importants. Elles sont le complément indispensable des transistors de puissance rapides.

Des diodes standard sont inutilisables dans ces cas là car elles sont trop lentes. Lors de la commutation des transistors, elles se comporteraient comme des court circuits (pendant le temps de recouvrement inverse), ce qui entraînerait des surcourants dans les transistors, et leur destruction plus ou moins rapide.

D. DIODES DE SIGNAL.

Les diodes précédemment étudiées font intervenir des courants et tensions non négligeables. Les diodes de signal sont utilisées dans des applications à bas niveaux de courants et tensions.

1. Carctéristiques physiques.

Les diodes de signal n'ont pas besoin de tenir des fortes tensions inverses : par construction, elles pourront avoir une capacité parasite faible, et donc fonctionner à des fréquences élevées.

Ces caractéristiques sont obtenues grâce à une surface de jonction réduite et un faible dopage (diminution des charges stockées).

2. Détecteur de crête.

Ce dispositif permet de mémoriser la valeur crête d'un signal. Il est très utilisé en instrumentation.

C'est en fait un redresseur simple alternance avec filtrage dont la charge est quasi nulle (aux courants de fuite près) : la constante de temps de décharge du condensateur est théoriquement infinie, (très grande en pratique).

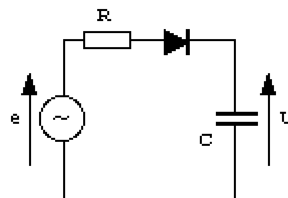
Il se charge donc à la valeur crête (moins la tension de seuil de la diode) et reste chargé à cette valeur.

La résitance R sert à limiter le courant de charge du condensateur à une valeur raisonnable pour le générateur d'attaque.

Lorsque la tension e est supérieure à la tension aux bornes du condensateur U plus la tension de coude de la diode, celle ci conduit et charge le condensateur à travers la résistance R.

A noter que tel quel, ce montage est inexploitable pour des petits signaux : la tension mémorisée par la diode et le condensateur est inférieure à la valeur crête du signal d'entrée de la tension de seuil de la diode.

Il existe une version améliorée avec amplificateur opérationnel qui pallie cet inconvénient. Il faut aussi adjoindre à ce montage un sytème permettant de décharger le condensateur pour faire une nouvelle mesure.



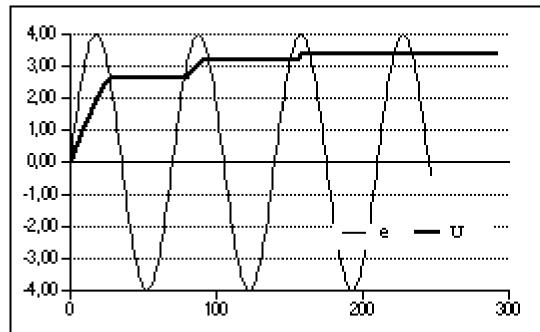


Fig. 21. Détecteur de crête.

3. Détection AM.

En radio diffusion, on ne peut pas émettre correctement un signal audible (20Hz-20kHz) directement sous forme d'une onde radio-électrique : il faut passer par un signal haute fréquence (Fig. 22.).

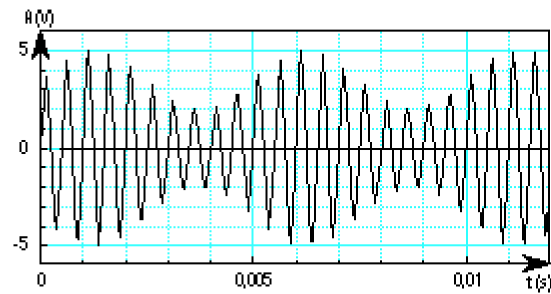


Fig. 22. Signal HF modulé en amplitude.

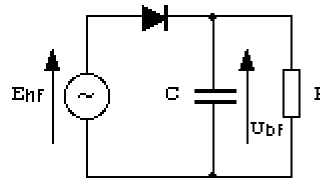


Fig. 23. Détecteur grandes ondes .

Le signal haute fréquence (quelques centaines de kHz), qu'on appelle la porteuse est modulé en amplitude par le signal audio (basse fréquence) à émettre. A l'arrivée (le poste à transistors !), on doit séparer les deux signaux. On le fait très simplement avec une diode et un condensateur (Fig. 23.).

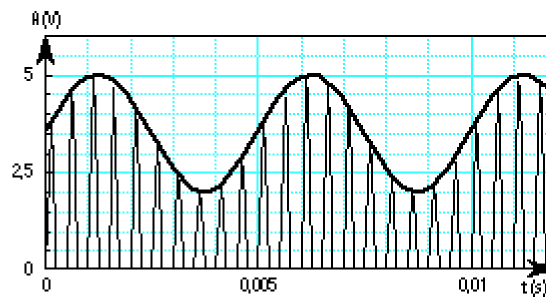


Fig. 24. Signal démodulé.

Sans la résistance R, on aurait un détecteur de crête comme précédemment. On détermine cette résistance de manière à ce que la constante de temps RC soit petite devant la période de la porteuse, et grande devant la période du signal à émettre : on arrive ainsi à reconstituer le signal basse fréquence (BF) : c'est la courbe en gras de la Fig. 24.

4. Thermomètres. Compensation thermique.

C'est une utilisation importante des diodes. La tension directe des jonctions PN en silicium est affectée d'un coefficient de température négatif (environ -2mV/°C).

Certains montages à transistors nécéssitent une dérive minimum en température. On peut arriver à compenser cette dérive à l'aide d'une diode couplée thermiquement au transistor et placée judicieusement dans son circuit de base (voir chapitre sur les transistors).

Cette dérive en température peut aussi être utilisée comme thermomètre sur un montage. Lorsque la diode détecte des températures trop élevées, elle peut commander un circuit qui va (par exemple) couper certaines fonctions du montage (autoprotection). Cette fonction est très utilisée dans les composants intégrés.

III. DIODES SPÉCIALES.

. DIODES ZENER.

1. Caractéristique.

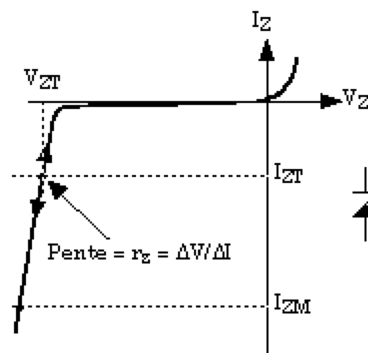


Fig. 25. Caractéristique d'une diode zéner.

Nous avons déjà parlé de l'effet zéner. Il concerne la caractéristique inverse de la diode.

En direct, une diode zéner se comporte comme une mauvaise diode normale.

En inverse, on fait en sorte que par construction l'effet zéner et / ou d'avalanche se produise à une tension bien déterminée, et ne soit pas destructif. La caractéristique inverse présente alors l'allure d'un générateur de tension à faible résistance interne.

En général, les constructeurs spécifient :

- la tension d'avalanche V_{zt} pour un courant déterminé I_{zt}. (les valeurs de tension sont normalisées).

- à ce point de fonctionnement V_{zt} / I_{zt}, on donne la résistance dynamique de la diode r_{zt}.

- le courant I_{zm} pour lequel la puissance dissipée dans le composant sera le maximum admissible.

- on indique aussi le coefficient de variation en température de la tension V_{zt}.

En dessous de V_{zt} = 5V, c'est l'effet zéner qui prédomine. Au dessus, c'est l'effet d'avalanche.

L'effet zéner est affecté d'un coefficient de température négatif (V_{zt} diminue quand la température augmente), et l'effet d'avalanche d'un coefficient positif. Les diodes ayant une tension V_{zt} d'environ 5V ont un coefficient de température nul, car les deux phénomènes se produisent de manière équilibrée, et leurs effets se compensent.

L'effet d'avalanche est plus franc que l'effet zéner, ce qui fait que le coude de tension inverse est plus arrondi pour les diodes zéner de faible tension.

Les diodes optimales en terme d'arrondi de coude et de résistance dynamique ont des tensions zéner voisines de 6 à 7V.

2. Schéma équivalent.

Pour simplifier les calculs, et comme pour la diode, on va définir un schéma équivalent approchant la réalité.

Si on utilise le composant suffisamment loin du coude, le schéma suivant modélise bien le comportement d'une diode zéner :

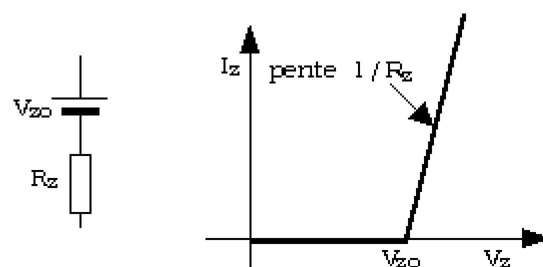


Fig. 26. Schéma équivalent de la diode zéner

On définit une tension de coude Vzo, et une résistance interne constante Rz.

Ce schéma sera à utiliser avec beaucoup de prudence sur des zéners de faible tension (< 5V) : leur coude est très arrondi, et la résistance dynamique varie beaucoup avec le courant. Pour des tensions supérieures à 5V, il n'y aura en général pas de problèmes.

3. Régulation de tension.

De par leurs caractéristiques de générateur de tension, ces diodes sont idéales pour réguler des tension continues ayant une ondulation résiduelle non négligeable (cas des tensions redressées filtrées).

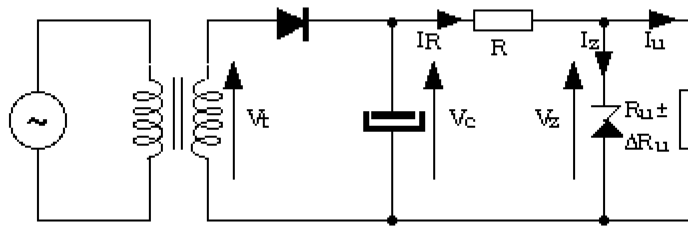


Fig. 27. Régulation de tension avec diode zéner.

Il est nécessaire d'intercaler une résistance (ou un générateur de courant) entre le générateur de tension filtrée et la zéner de régulation : ces deux éléments ayant des caractéristiques de générateurs de tension à faible résitance interne, on ne peut pas les brancher directement l'un sur l'autre sans les détruire.

Pour que la zéner fonctionne et assure son rôle de régulateur, il faut qu'un courant I_z non nul circule en permanence dans ce composant, et ce quelles que soient les variations de la tension d'entrée V_c et de la charge R_u.

La résistance R assure donc le rôle de **polarisation** de la zéner, et elle sera calculée pour que la condition énoncée ci-dessus soit remplie. Il faudra aussi veiller à ce que le courant I_z ne dépasse pas le courant I_{zm}, sous peine de détruire le régulateur.

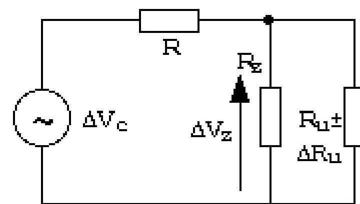


Fig. 28. Schéma équivalent du régulateur

Lorsque la polarisation est correcte, on peut faire le schéma équivalent du montage. La tension d'entrée du régulateur a été scindée en une tension continue (la tension moyenne aux bornes du condensateur), et une tension alternative (l'ondulation).

On peut définir deux coefficients de stabilisation pour caractériser ce montage. En effet, il est loin d'être parfait, et la tension de sortie va varier lorsque la tension d'entrée et / ou la charge vont varier. On distingue deux coefficients :

- Stabilisation amont : ce coefficient est représentatif de la sensibilité du montage aux variations de la tension non régulée, et ceci à **charge constante** . Si on utilise les notations de la Fig. 27, c'est le rapport $(\Delta V_z/\Delta V_c)I_u$ = cte.

- Stabilisation aval : ce coefficient est représentatif de la variation de la tension de sortie quand le courant dans la charge varie (R_u varie de $\pm\Delta R_u$), et ceci à tension d'entrée constante. C'est le rapport $(\Delta V_z/\Delta I_u)V_c$ = cte, soit en fait, **l'impédance de sortie du montage** . Ce paramètre est très important dans tous les régulateurs de tension.

Il est plus simple pour calculer ces coefficients d'utiliser le schéma équivalent alternatif petits signaux. On retire alors toutes les sources de tension continues.

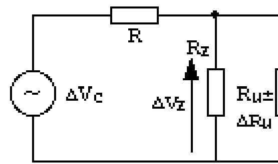


Fig. 29. Schéma équivalent petits signaux

Pour le coefficient de stabilisation amont, on a :

$$\frac{\Delta V_z}{\Delta V_c} = \frac{R_u // R_z}{R_u // R_z + R} \qquad [6]$$

Comme en général R_u >> Rz, cette formule devient :

$$\frac{\Delta V_z}{\Delta V_c} \approx \frac{R_z}{R_z + R} \qquad [7]$$

On voit le dilemme : plus R est grand, plus la stabilisation amont est bonne, mais en contrepartie, quel gâchis ! Il faudrait prévoir des tensions filtrées très grandes par rapport aux tensions régulées pour avoir un bon coefficient de régulation. Cela ferait beaucoup d'énergie perdue dans R. Pour pallier cet inconvénient, on remplace R par un générateur de courant : la chute de tension à ses bornes pourra être petite, et par contre, sa résistance interne (celle qui va servir pour le calcul en remplacement de R) sera très grande : on a les deux avantages, une très bonne régulation et un bon rendement.

Le coefficient de stabilisation aval est égal à l'impédance de sortie du montage ; c'est la résistance du générateur de Thévenin équivalent, soit :

$$R_s = R // R_z \qquad [8]$$

R étant souvent très supérieur à Rz, on obtient :

$$R_s \approx R_z \qquad [9]$$

Dans ce cas, il n'y a pas grand chose à espérer d'un artifice quelconque pour améliorer cette valeur, sauf à rajouter d'autre composants actifs comme des transistors.

En général, on rajoute toutefois un condensateur en parallèle avec la zéner : son impédance vient diminuer celle du montage aux fréquences élevées. C'est avantageux si le montage alimenté a une consommation en courant avec des composantes à hautes fréquences. Ce condensateur diminue aussi le bruit interne de la zéner qui est assez important.

Ce type d'alimentation est appelé **régulateur shunt** , car le courant de régulation I_z est dérivé à la masse.

En pratique, ces régulateurs sont utilisés dans des montages simples nécessitant peu de puissance.

4. Écrêtage des surtensions.

De par leurs caractéristiques, les diodes zéner sont idéales pour écrêter des surtension (commutation de selfs ou autres) et sont donc toutes indiquées pour la protection d'autre semi-conducteurs sensibles a ces surtensions.

Certains composants comme les **transils** ont des caractéristiques similaires aux zéners, mais peuvent supporter des puissances crête considérables pendant de courts instants. Ils sont utilisés pour protéger les installations coûteuse contre la foudre et les parasites d'équipements industriels (gros moteurs, relais de puissance, commutateurs statiques).

A. DIODES ÉLECTROLUMINESCENTES.

1. Caractéristique.

Ces diodes spécifiques à base d'arseniure de gallium ont la propriété d'émettre de la lumière dans une bande de fréquence déterminée par les caractéristiques du matériau employé quand elles sont traversées par un courant direct.

Il en existe de diverses couleurs (jaune, orangé, rose, rouge, vert, infrarouges).

Leur rendement lumineux est assz faible. On les utilise avec un courant direct d'environ 10 à 20mA.

La tension de coude de ces composants est plus élevée que pour les diodes standard, et elle dépend de la couleur. Elle va de 1,2 à 2V environ.

2. Utilisation.

Les utilisations des Led sont de plus en plus nombreuses, car ces composants sont plus fiables que des lampes à incandescence, et leur rendement est un peu meilleur.

On les rencontre partout où on a besoin de témoins lumineux, et de plus en plus, associées en matrices pour remplacer des grosses lampes (feux tricolores de circulation par exemple), ou pour faire des panneaux d'affichage électroniques (heure, température, publicités diverses).

Les diodes à infrarouges servent beaucoup dans les télécommandes d'appareils TV / HIFI. On les utilise alors avec des forts courants pulsés.

B. AUTRES.

Il existe encore beaucoup d'autres variétés de diodes. Citons entres autres :

- les diodes Schottky, à jonction métal / semi-conducteur : cette jonction hétérogène est caractérisée par l'absence de stockage des charges, elle est donc très rapide. Elle est très utilisée dans les circuits logiques rapides (TTL Schottky).

- les diodes varicap : on utilise la variation de la capacité de jonction avec la polarisation inverse dans des oscillateurs ou des circuits d'accord. On fait alors facilement varier la tension d'oscillation ou d'accord en modifiant la tension de polarisation.

CHAPITRE 9 Les transistors bipolaires

I. PRÉAMBULE

Il existe une catégorie de composants (qu'ils soient électriques, mécaniques, etc) très intéressante : c'est celle qui permet d'obtenir en sortie du dispositif une grandeur de même nature et proportionnelle au stimuli d'entrée. Les exemples foisonnent :

- le levier, qui permet d'avoir en sortie un effort plus important qu'en entrée, ou bien un déplacement plus important (ou plus faible) que celui appliqué à l'entrée.

- l'engrenage, qui est la même chose que le levier pour les mouvements rotatifs : il permet de multiplier ou diviser la vitesse ou bien le couple d'entrée.

- le transformateur, qui permet de multiplier ou diviser la tension d'entrée.

Dans chacun de ces cas, la variable de sortie est de même nature que le stimuli à l'entrée, et il existe un coefficient de proportionnalité entre les deux, indépendant du stimuli d'entrée, donc intrinsèque au dispositif.

Il faut toutefois noter que dans tous les cas cités, il y a **conservation de l'énergie** : l'énergie à la sortie du composant est la même que celle à l'entrée.

Il **existe d'autres dispositifs** présentant les mêmes caractéristiques que ceux précédemment cités, et qui en plus, permettent de **multiplier l'énergie** : on trouve en sortie du dispositif une énergie supérieure à celle fournie à l'entrée. Bien entendu, il n'y a pas de génération spontanée d'énergie, il faudra donc au dispositif une entrée supplémentaire par laquelle une source sera susceptible de fournir de l'énergie.

Dans ce cas, il n'y a pas seulement transformation de la sortie proportionnellement à l'entrée, mais transfert d'énergie d'une source extérieure à la sortie du dispositif, ce transfert étant contrôlé par l'entrée.

Des exemples mécaniques bien connus sont respectivement les freins et la direction assistée.

Dans le premier cas, l'effort de freinage est proportionnel à l'effort exercé sur la pédale, mais une source d'énergie auxiliaire permet d'avoir à la pédale un effort beaucoup plus faible que ce qu'il faudrait sans l'assistance.

Dans le deuxième cas, on a la même chose : les roues tournent proportionnellement à l'angle de rotation du volant, mais la plus grosse partie de l'effort est prise en charge par un dispositif hydraulique.

Dans les deux cas, le dispositif permet d'amplifier l'effort exercé tout en le conservant proportionnel au stimuli d'entrée, ce qui facilite la commande.

Un tel dispositif est en fait un robinet de régulation d'énergie : il faut disposer d'un réservoir d'énergie, on pose le robinet dessus , et on peut disposer de l'énergie proportionnellement à une commande d'entrée.

En électronique, un tel composant est intéressant, car il va permettre d'**amplifier** un signal, et de commander des actionneurs requérant de la puissance (haut parleurs moteurs, etc) avec des signaux de faible niveau issus de capteurs (microphone, sonde de température, de pression,).

Le transistor à jonction va permettre de remplir (entre autres) cette fonction en électronique. Son domaine d'action est donc particulièrement vaste

A noter qu'avant le transistor, cette fonction était remplie par des tubes à vide (triodes entre autres).

L'avènement du transistor n'a donc pas apporté la fonction miracle en elle même, mais une commodité d'utilisation, l'encombrement réduit (les tubes à vide ont besoin d'un système d'alimentation complexe avec des tension relativement élevée, et nécessitent une adaptation d'impédance en sortie (transformateur)), et plus tard, la fiabilité, le faible coût

II. PRINCIPE ET CARACTÉRISTIQUES.

A. INTRODUCTION À L'EFFET TRANSISTOR.

Nous avons déjà vu à propos de la diode que si celle-ci est polarisée en inverse, les porteurs minoritaires (électrons de la zone P et trous de la zone N, créés par l'agitation thermique) traversent sans problèmes la jonction et sont accélérés par le champ extérieur.

On a vu aussi que lorsque les porteurs majoritaires d'une zone franchissent la jonction, ils deviennent minoritaires dans l'autre zone, et qu'ils mettent un certain temps à se recombiner avec les porteurs opposés.

Partant des deux remarques précédentes, on peut déduire que si on injecte dans la zone N d'une jonction NP polarisée en inverse beaucoup de trous (qui seront dans cette zone des porteurs minoritaires) en faisant en sorte qu'ils ne se recombinent pas avec les électrons de la zone N, ils vont traverser la jonction et créer un courant dans le circuit extérieur.

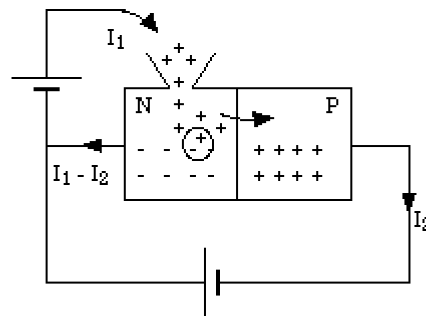


Fig. 1. Injection de trous dans une zone N.

La figure 1 illustre ce propos : il y aura des recombinaisons (charges + et - encerclées), mais limitées, et la plupart des trous iront dans la zone P et formeront le courant I_2. A noter que les recombinaisons correspondent au courant I_1-I_2.

B. LE TRANSISTOR RÉEL.

Ce que nous venons de décrire n'est ni plus ni moins que l'effet transistor : il ne manque que le moyen d'injecter des trous dans la zone N et de faire en sorte que les recombinaisons soient faibles, pour que la majorité des trous passent dans la zone P.

1. Principe de fonctionnement.

Dans le transistor réel, on va apporter les trous en créant une jonction PN, que l'on va polariser en direct. On rajoute pour ce faire une zone P sur la zone N du montage Fig. 1. Cette zone P qui injecte les trous est alors l'**émetteur** , et la zone N, faiblement dopée est la **base** . Comme dans le schéma de la Fig. 1., la jonction NP est polarisée en inverse. La deuxième zone P est le **collecteur** (voir Fig. 2.).

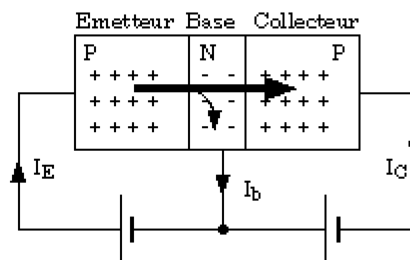


Fig. 2. Schéma de principe d'un transistor.

Les trous injectés dans la base par l'émetteur ont une faible probabilité de se recombiner avec les électrons de la base pour deux raisons :

- la base est faiblement dopée, donc, les porteurs majoritaires (électrons) seront peu nombreux.

- la base est étroite, et donc les trous émis sont happés par le champ électrique collecteur-base avant d'avoir pu se recombiner (la largeur de la base est petite devant la longueur de diffusion des porteurs minoritaires injectés par l'émetteur, qui sont ici les trous).

On peut observer le phénomène d'un point de vue différent : quand on injecte un électron dans la base, l'émetteur devra envoyer plusieurs trous dans la base pour qu'il y en ait un qui se recombine avec l'électron émis. Les autres trous vont passer directement dans le collecteur.

En première approximation, le nombre de trous passant dans le collecteur est proportionnel au nombre d'électrons injectés dans la base.

Ce rapport de proportionnalité est un paramètre intrinsèque au transistor et s'appelle le **gain en courant** β.

Il ne dépend que des caractéristiques physiques du transistor : il ne dépend ni de la tension inverse collecteur base, ni du courant circulant dans le collecteur. (ceci n'est

qu'une approximation, mais dans les hypothèses de petits signaux, c'est assez bien vérifié.)

On a les relations suivantes :

$$I_C = \beta I_B \qquad [1]$$

$$I_E = (\beta+1) I_B \qquad [2]$$

$$I_B = I_E - I_C \qquad [3]$$

2. Constitution et caractéristiques physiques d'un transistor.

Un transistor bipolaire est donc constitué de trois zones de silicium alternativement dopées N et P, formant deux jonctions PN.

Le transistor décrit au paragraphe précédent comporte deux zones P et une zone N. C'est une des deux façons d'agencer les jonctions pour fabriquer un transistor :

- soit une zone P, une N et une P : le transistor est dit PNP.

- soit une zone N, une P et une N : le transistor est dit NPN.

Dans les deux cas, la zone centrale (base) est très étroite vis à vis de la longueur de diffusion des porteurs minoritaires issus de la zone adjacente (l'émetteur).

La base possède en outre la caractéristique d'être très faiblement dopée en comparaison de l'émetteur.

3. Courants de fuite.

La relation [1] n'est qu'imparfaitement vérifiée pour une autre raison : si on reprend le schéma Fig. 2. et qu'on coupe la connection de la base ($I_b = 0$), on s'aperçoit que le courant circulant dans le collecteur n'est pas nul, dû à des porteurs minoritaires qui passent de la base dans le collecteur. Ce courant est nommé I_{CEO}. La relation [1] devient donc :

$$I_C = I_{CEO} + \beta I_B \qquad [4]$$

En pratique, aux températures ordinaires, ce courant de fuite sera négligé. On verra par la suite qu'on s'arrangera pour polariser les montages de telle manière que le point de polarisation soit quasiment indépendant du courant de fuite.

4. Symboles, tensions et courants.

Dans le symbole du transistor (figures 3 et 4), une flèche désigne l'émetteur ainsi que le sens de circulation du courant d'émetteur ; c'est le sens de cette flèche qui va repérer le type de transistor : NPN pour un courant d'émetteur sortant du transistor, et PNP dans le cas inverse.

La base est représentée par une barre parallèle à l'axe collecteur-émetteur. D'autres symboles existent, mais celui-ci est le plus usité.

Les transistors sont des composants polarisés : les courants indiqués sont les seuls possibles pour un fonctionnement correct. En conséquence, il faudra choisir le type de transistor adapté au besoin (NPN ou PNP) et faire attention au sens de branchement.

- **Transistor NPN**

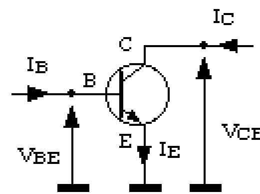


Fig. 3. Courants et tensions sur un NPN.

Dans ce type de transistor, les courants de base et de collecteur sont rentrants, et le courant d'émetteur est sortant. Les tensions V_{BE} et V_{CE} sont ici positives.

- **Transistor PNP**

Dans ce type de transistor, les courants de base et de collecteur sont sortants, et le courant d'émetteur est rentrant. Les tensions V_{BE} et V_{CE} sont ici négatives.

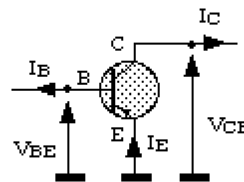


Fig. 4. Courants et tensions sur un PNP.

C. CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.

Pour ce paragraphe, nous allons étudier les caractéristiques des transistors NPN. Celles des transistors PNP sont les mêmes aux réserves de signes décrites au paragraphe précédent.

Les transistors NPN sont plus répandus car ils ont de meilleures performances que les PNP (la conductibilité du silicium N est meilleure que celle du silicium P, ainsi que la tenue en tension).

1. Montages de base.

Quand on branche un transistor, si on s'arrange pour qu'il y ait une patte commune à l'entrée et à la sortie du montage, il y a 3 manières fondamentales de procéder :

- la patte commune est l'émetteur : on parle de montage **émetteur commun** . L'entrée est la base et la sortie le collecteur.

- La patte commune est la base : on parle de montage **base commune** . L'entrée est l'émetteur et la sortie le collecteur.

- La patte commune est le collecteur : on parle de montage **collecteur commun** . L'entrée est la base et la sortie l'émetteur.

Nous reverrons ces trois montages fondamentaux dans un chapitre spécifique.

2. Schéma de mesure des caractéristiques.

Les **caractéristiques qui suivent sont données pour un montage émetteur commun** . Le schéma le plus simple est le suivant :

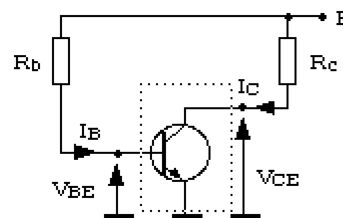


Fig. 5. Montage de base émetteur commun .

Dans ce schéma, la base est polarisée en direct par la résistance de base R_b : le potentiel de la base est alors de 0,7V environ, car l'émetteur est à la masse et la jonction base émetteur est l'équivalent d'une diode passante.

Le collecteur est lui polarisé par la résistance de collecteur R_c de telle manière que la tension du collecteur soit supérieure à la tension de la base : la jonction base collecteur est alors polarisée en inverse.

On polarise donc convenablement le transistor avec une simple alimentation et deux résistances. Dans ce montage, l'entrée est la base et la sortie est le collecteur.

L'entrée est caractérisée par les deux grandeurs I_B et V_{BE}, et la sortie par les grandeurs I_C et V_{CE}, soit 4 variables.

3. Caractéristique d'entrée.

La caractéristique d'entrée du transistor est donnée par la relation $I_B = f(V_{BE})$ @ V_{CE} = cte.

En fait, le circuit d'entrée est la jonction base émetteur du transistor, soit une jonction diode.

Cette caractéristique va dépendre très peu de la tension collecteur émetteur : on la donne en général pour une seule valeur de V_{CE}. La courbe est la suivante :

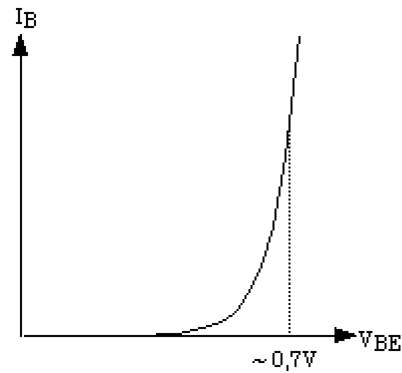


Fig. 6. Caractéristique d'entrée du transistor.

La tension V_{BE} est d'environ 0,7V pour une polarisation normale du transistor (courant de base inférieur au mA). Cette valeur est donc légèrement supérieure à celle d'une jonction de diode.

4. Caractéristique de transfert.

La caractéristique de transfert est définie par la relation $I_C = f(I_B)$ @ V_{CE} = cte.

Nous avons déjà dit que le courant d'émetteur est proportionnel au courant de base (formule [1]).

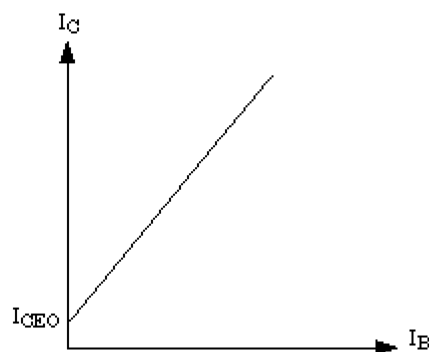


Fig. 7. Caractéristique de transfert du transistor.

La caractéristique de transfert est donc une droite ; le transistor est un générateur de courant commandé par un courant.

Si on considère le courant de fuite I_{CEO}, la caractéristique ne passe pas par l'origine, car $I_C = I_{CEO}$ pour $I_B = 0$.

Le β du transistor va varier grandement en fonction du type de transistor : 5 à 10 pour des transistors de grosse puissance, 30 à 80 pour des transistors de moyenne puissance, et de 100 à 500 pour des transistors de signal.

5. Caractéristique de sortie.

La caractéristique de sortie du transistor est définie par la relation $I_C = f(V_{CE})$ @ I_B = cte. En pratique, on donne un réseau de caractéristiques pour plusieurs valeurs de I_B.

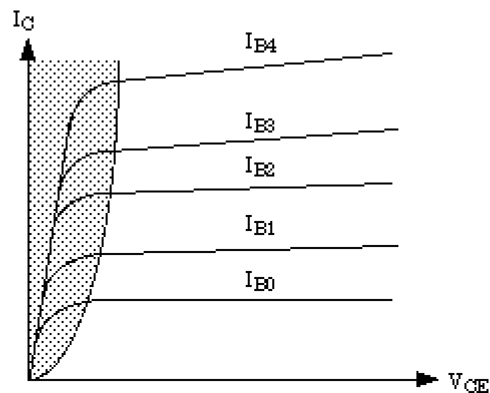


Fig. 8. Caractéristiques de sortie du transistor.

Sur ces caractéristiques (Fig. 8.), on distingue deux zones :

- une zone importante où le courant I_C dépend très peu de V_{CE} à I_B donné : cette caractéristique est celle d'un générateur de courant à résistance interne utilisé en récepteur. Dans le cas des transistors petits signaux, cette résistance est très grande : en première approche, on considérera que la sortie de ce montage à transistor est un générateur de courant parfait.

- La zone des faibles tensions V_{CE} (0 à quelques volts en fonction du transistor) est différente. C'est la zone de saturation. Quand la tension collecteur-émetteur diminue pour devenir très faible, la jonction collecteur-base cesse d'être polarisée en inverse, et l'effet transistor décroît alors très rapidement. A la limite, la jonction collecteur-base devient aussi polarisée en direct : on n'a plus un transistor, mais l'équivalent de deux diodes en parallèle. On a une caractéristique ohmique déterminée principalement par la résistivité du silicium du collecteur. Les tensions de saturation sont toujours définies à un courant collecteur donné : elles varient de 50mV pour des transistors de signal à des courants d'environ 10mA, à 500mV pour les mêmes transistors utilisés au maximum de leurs possibilités (100 à 300 mA), et atteignent 1 à 3V pour des transistors de puissance à des courants de l'ordre de 10A.

6. Limites d'utilisation.

Le transistor pourra fonctionner sans casser à l'intérieur d'un domaine d'utilisation bien déterminé.

Ce domaine sera limité par trois paramètres :

- le courant collecteur maxi I_{CMax}. Le dépassement n'est pas immédiatement destructif, mais le gain en courant β va chuter fortement, ce qui rend le transistor peu intéressant dans cette zone.

- la tension de claquage V_{CEMax} : au delà de cette tension, le courant de collecteur croît très rapidement s'il n'est pas limité à l'extérieur du transistor.

- la puissance maxi que peut supporter le transistor, et qui va être représentée par une hyperbole sur le graphique, car on a la relation :

$$P_{TMax} = V_{CE} \times I_C \Rightarrow I_C = P_{TMax} / V_{CE} \qquad [5]$$

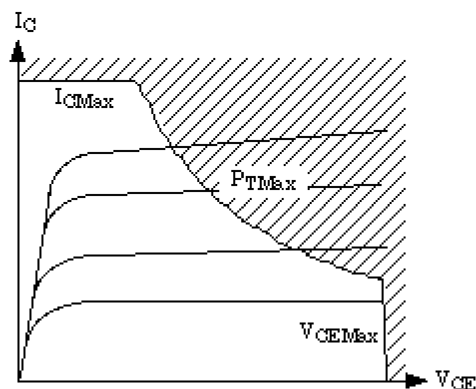


Fig. 9. Limites d'utilisation du transistor.

Toute la zone hachurée sur la caractéristique de sortie du transistor (Fig. 9.) est donc interdite.

7. En bref

Ce qu'il faut **retenir d'essentiel dans le transistor** , c'est que c'est un **amplificateur de courant** : c'est un **générateur de (fort) courant** (en sortie) **piloté par un (faible) courant** (en entrée).

8. Paramètres essentiels des transistors.

Le choix d'un transistor (au premier ordre) se fera en considérant les paramètre suivants :

- Le V_{CEMax} que peut supporter le transistor.

- Le courant de collecteur maxi I_{CMax}.

- La puissance maxi que le transistor aura à dissiper (ne pas oublier le radiateur !).

- Le gain en courant β.

- Si on utilise le transistor en commutation, la tension de saturation $V_{CEsatmax}$ sera un critère de choix essentiel.

III. MONTAGES DE BASE.

A. PRELIMINAIRE.

1. Mise en œuvre du transistor.

On a vu que le transistor était un amplificateur de courant : on va donc l'utiliser pour amplifier des signaux issus de sources diverses.

Il va falloir pour cela mettre en œuvre tout un montage autour du transistor pour plusieurs raisons :

- **Alimentation.**

  Le transistor, tout en étant classifié dans les composants actifs, ne fournit pas d'énergie : il faudra donc que cette énergie vienne de quelque part ! C'est le rôle de l'alimentation qui va servir à apporter les tensions de polarisation et l'énergie que le montage sera susceptible de fournir en sortie.

- **Polarisation.**

  Le transistor ne laisse passer le courant que dans un seul sens : il va donc falloir le polariser pour pouvoir y faire passer du courant alternatif, c'est à dire superposer au courant alternatif un courant continu suffisamment grand pour que le courant total (continu + alternatif) circule toujours dans le même sens.

  Il faudra en plus que la composante alternative du courant soit suffisamment petite devant la composante continue pour que la linéarisation faite dans le cadre de l'hypothèse des petits signaux soit justifiée.

- **Conversion courant/tension.**

  Le transistor est un générateur de courant. Comme il est plus commode de manipuler des tensions, il va falloir convertir ces courants en tensions : on va le faire simplement en mettant des résistances dans des endroits judicieusement choisis du montage.

- **Liaisons.**

  Une fois le transistor polarisé, il va falloir prévoir le branchement de la source alternative d'entrée sur le montage. En règle générale, ceci se fera par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison placé entre la source et le point d'entrée du montage à transistor (base pour montages émetteur et collecteur commun, émetteur pour montage base commune).

  De la même manière, pour éviter que la charge du montage à transistor (le dispositif situé en aval et qui va utiliser le signal amplifié) ne perturbe sa polarisation, on va aussi l'isoler par un condensateur de liaison.

  Ces condensateurs vont aussi éviter qu'un courant continu ne circule dans la source et dans la charge, ce qui peut leur être dommageable.

- **Insensibilité du montage aux paramètres du transistor.**

  Dans la mesure du possible, la polarisation devra rendre le montage insensible aux dérives thermiques du transistor et elle devra être indépendante de ses caractéristiques (notamment le gain), ceci pour que le montage soit universel , et ne fonctionne pas uniquement avec le transistor dont on dispose pour réaliser la maquette. Cela permet aussi de changer le transistor sur le montage sans se poser de questions en cas de panne.

2. Méthodologie de calcul.

Nous avons déjà vu lors d'une approche globale de l'électronique qu'il convenait pour des raisons de simplification des calculs de séparer l'étude de la polarisation de l'étude en alternatif petits signaux.

La polarisation est calculée dans un premier temps ; on fait alors un schéma équivalent du montage pour le continu. Le calcul se fait simplement avec la loi d'Ohm et les principaux théorèmes de l'électricité.

Pour la partie petits signaux alternatifs, on a vu qu'on va devoir linéariser les caractéristiques du transistor au point de fonctionnement défini par la polarisation. Il faut donc définir les paramètres à linéariser et en déduire un schéma équivalent du transistor.

La solution globale (celle correspondant à ce qui est physiquement constaté et mesuré sur le montage) est la somme des deux solutions continue et alternative définies ci-dessus.

3. Schéma équivalent alternatif petits signaux du transistor. Paramètres hybrides.

En pratique, pour simplifier l'exposé, nous allons d'abord donner le schéma équivalent et les équations qui s'y rapportent, pour ensuite justifier ces éléments à l'aide des caractéristiques des transistors.

Le transistor est considéré comme un quadripôle ; il a deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie (une patte sera alors commune à l'entrée et à la sortie) et va être défini par 4 signaux : courant et tension d'entrée, courant et tension de sortie. Ces variables ont déjà été définies (Fig.5) pour le montage émetteur commun : il s'agit du courant I_B et de la tension V_{BE} pour l'entrée, du courant I_C et de la tension V_{CE} pour la sortie.

En fait, ces signaux se décomposent en deux parties : les tensions et courants continus de polarisation notés I_{Bo}, V_{BEo}, I_{Co}, et V_{CEo}, et les petites variations alternatives autour du point de repos qui sont respectivement i_b, v_{be}, i_c, et v_{ce}.

Nous avons les équations :

$$I_C = I_{Co} + i_c \qquad [6]$$

$$I_B = I_{Bo} + i_b \qquad [7]$$

$$V_{CE} = V_{CEo} + v_{ce} \qquad [8]$$

$$V_{BE} = V_{BEo} + v_{be} \qquad [9]$$

Ce sont les petites variations qui vont nous intéresser pour le schéma équivalent alternatif qui est le suivant :

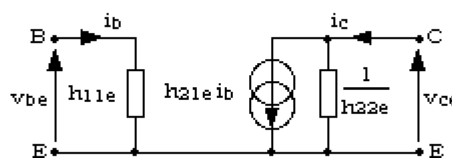


Fig. 10. Schéma équivalent du transistor NPN.

Il convient de noter que ce schéma, bien que dérivé du montage émetteur commun (l'émetteur est bien ici la borne commune entre l'entrée et la sortie) est **intrinsèque au transistor** et **pourra être utilisé dans tous les cas de figure** : il suffira de l'intégrer tel quel au schéma équivalent du reste du montage en faisant bien attention aux connections des trois pattes du transistor E, B et C.

L'appellation schéma équivalent du montage émetteur commun provient de la définition des variables d'entrée et de sortie qui sont celle de ce type de montage.

Nota : On peut remarquer ici que les sens des courants sont conventionnels, et non absolus, et ne servent qu'à effectuer les calculs comme si les sources étaient continues ; une seule chose est impérative : phaser convenablement i_b et i_c. On peut donc choisir un sens opposé pour ces deux courants. En pratique, cela signifie que les transistors PNP auront strictement le même schéma alternatif petits signaux que les NPN.

Dans ce schéma, nous avons les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{be} = h_{11e} i_b + (h_{12e} v_{ce}) \\ i_c = h_{21e} i_b + h_{22e} v_{ce} \end{cases} \quad [10]$$

L'indice e sur les paramètres h_{ije} (qu'on appelle paramètres de transfert) indique qu'il s'agit des paramètres émetteur commun. On peut mettre le système [10] sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{be} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{bmatrix} \quad [11]$$

Nous nous contenterons ici de voir que ça existe , et d'ajouter que ce formalisme matriciel permet de simplifier les calculs quand on associe plusieurs quadripôles (en série, en parallèle, en cascade). Nous n'utiliserons pas ces caractéristiques dans ce cours.

Si on analyse la première équation du système [10], on y voit l'expression de v_{be} en fonction de i_b et v_{ce}. On a :

- $\mathbf{h_{11e} = v_{be}/i_b}$ **@** $\mathbf{v_{ce} = 0}$. Si on se rappelle que v_{be} et i_b sont des petites variations autour du point de repos (V_{BEo},I_{Bo}) et que la caractéristique d'entrée du transistor est la courbe $I_B = f(V_{BE})$ @ V_{CE} = cte (donc $v_{ce} = 0$), alors, on voit que $\mathbf{h_{11e}}$ **est la résistance dynamique de la jonction base-émetteur** .

- $\mathbf{h_{12e} = v_{be}/v_{ce}}$ **@** $\mathbf{i_b = 0}$. Ce paramètre est en fait la réaction de la sortie sur l'entrée dans la théorie des quadripôles. Lors de l'étude du principe du transistor, il a été dit que cette réaction était **négligeable** . Dans toute la suite de l'exposé, il ne sera plus fait mention de ce paramètre.

La deuxième équation nous donne :

- $\mathbf{h_{21e} = i_c/i_b}$ **@** $\mathbf{v_{ce} = 0}$. Ce paramètre est le **gain en courant en fonctionnement dynamique** du transistor. Il peut être légèrement différent du gain en fonctionnement statique β déjà mentionné, car il a été dit que la linéarité de ce paramètre n'est pas rigoureusement vérifiée.

- $\mathbf{h_{21e} = i_c/v_{ce}}$ **@** $\mathbf{i_b = 0}$. Ce paramètre a la dimension d'une admittance : c'est **l'inverse de la résistance du générateur de courant de sortie du transistor**. En pratique, sa valeur est faible (donc la résistance est élevée), et sauf montage un peu pointu , on le négligera, car son influence sera modérée vis à vis de l'impédance de charge du montage.

On voit qu'en fait, les paramètres de transfert issus de la théorie des quadripôles colle bien aux caractéristiques physiques du transistor :

- une **entrée résistive** (la résistance différentielle de la jonction base-émetteur), la réaction de la sortie sur l'entrée étant négligeable.

- une **sortie équivalente à un générateur de courant proportionnel au courant d'entrée** , ce générateur étant imparfait, donc **avec une résistance interne** non nulle.

B. MONTAGE ÉMETTEUR COMMUN.

Le décor étant entièrement planté, on va pouvoir passer au montage fondamental à transistor : le montage émetteur commun . Il réalise la fonction amplification de base de l'électronique.

1. Polarisation. Point de fonctionnement.

- **Polarisation par une résistance.**

Le montage le plus élémentaire tout en étant fonctionnel est le suivant :

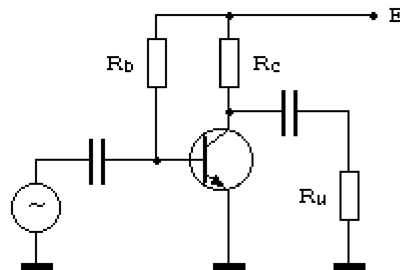


Fig. 11. Polarisation par résistance de base.

Le fonctionnement est simple : le courant de base I_{Bo} est fixé par R_b, ce qui entraîne un courant de collecteur I_{Co} égal à βI_{Bo}. Le courant collecteur étant fixé, la tension aux bornes de R_c va être égale à R_c I_{Co}. Le montage est entièrement déterminé.

Pour calculer les élément R_b et R_c, on va procéder à l'envers : on va partir de ce qu'on désire (le courant I_{Co} et la tension V_{CEo}), et remonter la chaîne :

- On se **fixe un courant collecteur** de repos I_{Co} (c'est le courant de polarisation). Ce courant sera choisi en fonction de l'application, et variera entre une dizaine de µA (applications très faible bruit), et une dizaine de mA (meilleures performances en haute fréquence, soit quelques MHz).

- On se **fixe une tension de collecteur** V_{CEo}, qu'on prend en général égale à E/2, pour que la tension du collecteur puisse varier autant vers le haut que vers le bas lorsqu'on appliquera le signal alternatif.

- La **résistance de collecteur** R_c , en plus d'assurer une polarisation correcte de la jonction base-collecteur, convertit le courant collecteur (et ses variations) en tension. Elle est déterminée par la formule :

$$R_c = \frac{E - V_{CEo}}{I_{Co}} \qquad [12]$$

- le **courant I_{Bo} est alors imposé** par les caractéristiques de gain en courant du transistor (le β). On note ici qu'il est impératif de le connaître (donc de le mesurer) :

$$I_{Bo} = \frac{I_{Co}}{\beta} \qquad [13]$$

- La **résistance de base** R_b est alors calculée à l'aide de la formule :

$$R_b = \frac{E - V_{BEo}}{I_{Bo}} \qquad [14]$$

- Pour ce faire, on prendra V_{BEo} = 0,7V, car un calcul plus précis (il faudrait connaître la caractéristique $I_B = f(V_{BE})$ pour le faire !) ne servirait à rien.

On peut résumer toute cette étape de polarisation sur un seul graphique :

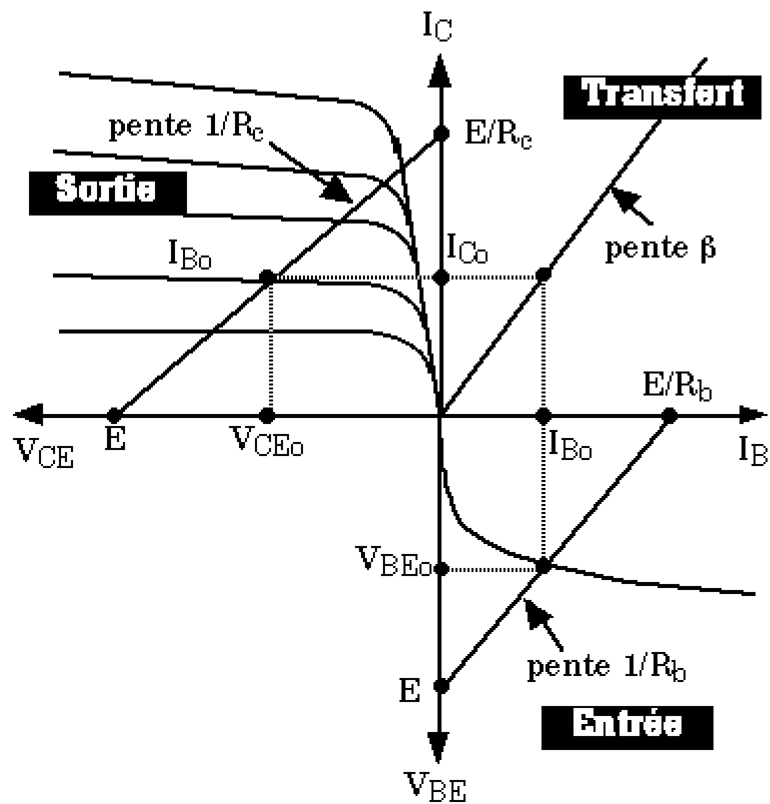


Fig. 12. Polarisation du transistor.

On reconnaîtra ici les trois caractéristiques du transistor (entrée, transfert, sortie) jointes sur le même graphique. **Attention** : il faut bien remarquer que les axes sont différents de part et d'autre du zéro !

Ce montage assure les diverses fonction vues précédemment : il est correctement alimenté, polarisé (jonction base-émetteur en direct, jonction base collecteur en inverse, courants dans le bon sens), et il possède des condensateurs de liaison. Il y a une ombre au tableau : bien que fonctionnel, ce montage ne garantit pas du tout la fonction de robustesse vis à vis de la dérive thermique et des caractéristiques du transistor. En effet, on peut remarquer que :

- si I_{CEO} (le courant de fuite) augmente sous l'effet de la température, rien ne va venir compenser cette variation : V_{CEo} va augmenter et le point de polarisation va se déplacer.

- Si on veut changer le transistor par un autre dont le gain soit très différent, vu que I_{Bo} est imposé par E et R_b, $I_{Co} = \beta I_{Bo}$ n'aura pas la bonne valeur, et V_{CEo} non plus. Et il ne s'en faut pas de quelques %, car pour une même référence de transistor, le gain peut varier d'un facteur 1,5 à 5 ou plus ! On peut donc se retrouver avec un montage dont le transistor serait saturé, donc inutilisable pour l'amplification de petits signaux.

Comme il est impensable de mesurer chaque transistor avant de l'utiliser, on ne peut pas en pratique exploiter le montage décrit Fig. 11. Ce montage n'a qu'un intérêt pédagogique, et pour des montages réels, on va lui préférer le montage à polarisation par pont de base.

- **Polarisation par pont de base.**

Ce schéma est un peu plus complexe que le précédent. Nous allons d'abord analyser les différences, et ensuite, nous suivrons pas à pas la méthode de calcul de la polarisation.

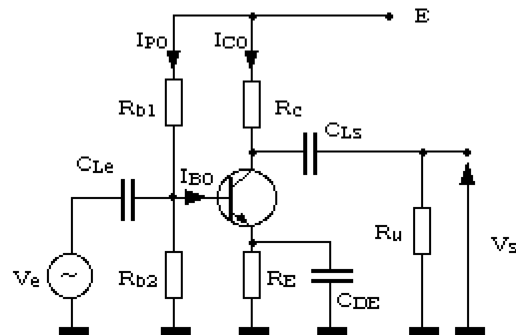


Fig. 13. Polarisation par pont de base.

Par rapport au schéma Fig. 11, on note que la base est polarisée à l'aide d'un pont de résistances R_{b1} et R_{b2}. Le rôle de ces résistances sera de fixer le potentiel de base. Comme la tension V_{BE} est voisine de 0,7V, ceci impose de mettre une résistance entre l'émetteur et la masse. Cette résistance est découplée par le condensateur C_{DE}, qui va être l'équivalent d'un court-circuit en alternatif.

A quoi servent ces éléments ? Pour raisonner, on va faire abstraction du condensateur C_{DE}, qui est un circuit ouvert pour le régime continu.

Les résistances du pont de base vont être choisies de telle manière que le courant circulant dans ce pont soit très supérieur au courant rentrant dans la base (au moins 10 fois plus grand), ceci afin que des petites variations du courant de base ne modifient pas le potentiel de la base, qui restera donc fixe.

Le potentiel d'émetteur va être égal au potentiel de base moins environ 0,7V et sera lui aussi fixe, à courant de base donné. Dans ce cas, la tension aux bornes de R_E est déterminé. Le courant d'émetteur (donc celui du collecteur, et celui de la base, via le β) sera alors fixé par la valeur de la résistance R_E et la tension du pont de base.

Le courant collecteur étant défini, on choisit la résistance de collecteur pour avoir V_{CEo} au milieu de la plage de tension utilisable.

Quel est l'avantage de ce montage ? Supposons que le courant I_{CEO} augmente sous l'effet de la température. La tension aux bornes de R_E va alors augmenter. Comme le potentiel de base est fixé par le pont R_{b1}/R_{b2}, la tension V_{BE} va diminuer. Cette diminution va entraîner une baisse du courant de base, donc du courant de collecteur.

Cet effet vient donc s'opposer à l'augmentation du courant collecteur dû à l'augmentation du courant de fuite I_{CEO}. Le montage s'auto-stabilise.

L'autre avantage, c'est que le courant de collecteur est fixé par le pont de base et par la résistance d'émetteur. Ces éléments sont connus à 5% près en général, donc, d'un montage à un autre, on aura peu de dispersions, et surtout, le courant collecteur sera indépendant du gain du transistor. On a dit à cet effet que le pont de base est calculé de manière à ce que le potentiel de base soit indépendant du courant de base : ce potentiel ne dépendra pas du transistor, et le courant de base s'ajustera automatiquement en fonction du gain du transistor sans perturber le pont de base.

On fera les calculs dans l'ordre suivant :

- On **fixe le courant collecteur de repos I_{Co}** . A noter que le courant d'émetteur sera quasiment le même car $I_C = I_E - I_B \# I_E$.

- On **fixe le potentiel d'émetteur V_{Eo}** (au maximum à E/3, et en pratique, une valeur plus faible : 1 à 2V est une valeur assurant une assez bonne compensation thermique sans trop diminuer la dynamique de sortie).

- On calcule alors la **résistance R_E** par la formule :

$$R_E = \frac{V_{Eo}}{I_{Co}} \qquad [15]$$

- On se **fixe la tension collecteur émetteur V_{CEo}** : en général, on la prendra égale à la moitié de la tension disponible qui est égale non plus à E, mais à E - V_{Eo}. On en **déduit la résistance R_c** :

$$R_c = \frac{E - V_{Eo} - V_{CEo}}{I_{Co}} \qquad [16]$$

- On **fixe le courant du pont de base** (on prendra une valeur moyenne pour le β du transistor, cette valeur n'étant pas critique ici) :

$$I_{Po} = 10\, I_{Bo} = 10\, \frac{I_{Co}}{\beta} \qquad [17]$$

- On **calcule R_{b2}** (en règle générale, on prendra V_{BEo} égal à 0,7V) :

$$R_{b2} = \frac{V_{Eo} + V_{BEo}}{I_{Po}} \qquad [18]$$

- On en **déduit R_{b1}** :

$$R_{b1} = \frac{E}{I_{Po}} - R_{B2} \qquad [19]$$

Le point de repos du montage étant déterminé, on va passer au comportement en alternatif.

2. Fonctionnement en petits signaux alternatifs.

Si on applique les règles définies dans le chapitre "Outils pour l'électronique", on obtient :

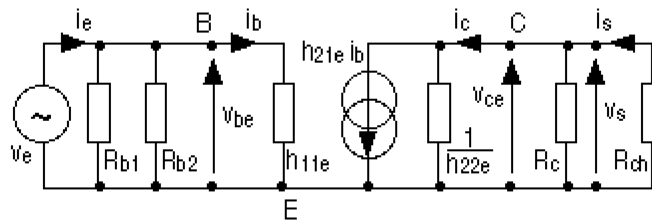


Fig. 14. Schéma équivalent en alternatif.

On notera que la résistance d'émetteur a disparu, car elle est shuntée par le condensateur de découplage C_{DE}.

En quoi va consister l'étude en alternatif ?

Tout d'abord, on va évaluer la **capacité du montage à amplifier le signal d'entrée** . La caractéristique représentative de cette fonction est le **gain en tension A_v**, qui est le rapport entre les tensions de sortie et d'entrée.

Ensuite, il faut regarder en quoi **le montage peut s'interfacer avec la source d'entrée sans la perturber** ; il doit rester le plus neutre possible vis à vis de cette source, surtout s'il s'agit d'un capteur de mesure ! La grandeur représentative est l'**impédance d'entrée** .

Même chose vis à vis de la charge branchée en sortie du montage, qui va utiliser le signal amplifié : il va falloir regarder dans quelle mesure **l'étage à transistor n'est pas perturbé par cette charge** . La grandeur représentative est l'**impédance de sortie** .

Nous allons calculer ces trois paramètres. On pourrait y rajouter le gain en courant A_i qui est le rapport des courants de sortie et d'entrée, et aussi le gain en puissance. En amplification petits signaux, ces paramètres sont peu utilisés, nous n'en parlerons donc pas.

- **Fonctionnement intuitif .**

Avant de faire des calculs compliqués sur un schéma abstrait, il serait bon de voir comment marche le montage de façon intuitive et qualitative.

On considère que le potentiel d'émetteur est fixe grâce au condensateur de découplage C_{DE}.

Si on augmente légèrement la tension de base, le courant de base va augmenter. Le courant de collecteur va augmenter proportionnellement au courant de base, et donc, la chute de tension dans la résistance R_c va augmenter. Le potentiel du collecteur va alors baisser.

On peut par conséquent s'attendre à un gain en tension négatif (entrée et sortie en opposition de phase).

On peut aussi voir ce que donnerait le montage sans le condensateur C_{DE} : si la tension de base augmente, le courant de base, donc de collecteur augmente. La tension aux bornes de la résistance d'émetteur va augmenter aussi, et donc, le potentiel de l'émetteur va remonter, ce qui va entraîner une diminution de la tension V_{BE}, donc du courant de base, donc du courant de collecteur : il y a une contre-réaction qui s'oppose à l'amplification.

Le gain en tension sera plus faible qu'avec le condensateur C_{DE}. Nous aurons l'occasion de revoir ce montage (dit à charge répartie) dans un chapitre ultérieur.

- **Gain en tension.**

Le gain en tension peut être défini de deux manières :

- le gain à vide , c'est à dire sans charge connectée en sortie du montage.

- le gain en charge , avec la charge connectée.

Dans ce paragraphe, nous allons calculer le gain de l'étage à vide. Nous verrons ensuite qu'il est simple de calculer le gain en charge à postériori.

On va d'abord procéder à quelques simplifications dans le schéma :

- les deux résistances du pont de base sont en parallèle du point de vue alternatif. Nous allons donc les remplacer par une seule résistance R_p dont la valeur sera égale à R_{b1} // R_{b2}.

- la résistance de sortie $1/h_{22e}$ du transistor est grande (plusieurs dizaines de kΩ). Pour une alimentation E de 12V, un courant I_{Co} de 2mA et une tension V_{CEo} de 5V, on aura R_c = 2500 Ω, soit environ le dixième de $1/h_{22e}$. On va donc négliger ce dernier terme. On notera que lorsque la tension d'alimentation est élevée et que le courant de collecteur est faible, cette simplification est moins justifiée.

- on supprime la charge R_u (hypothèse de calcul).

Avec ces hypothèses, le schéma devient :

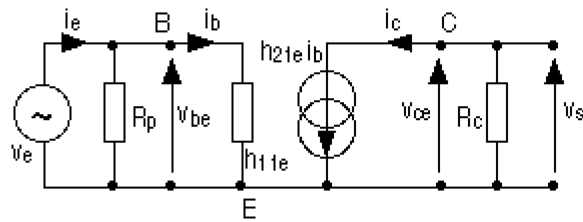


Fig. 15. Schéma équivalent simplifié.

On a les équations suivantes :

$$v_e = h_{11e}\, i_b \qquad [20]$$

$$v_s = -R_c\, i_c \qquad [21]$$

$$i_c = h_{21e}\, i_b \qquad [22]$$

$$[21] \;\&\; [22] \Rightarrow v_s = -h_{21e}\, R_c\, i_b \qquad [23]$$

Si on pose $h_{21e} = \beta$ (le gain dynamique est égal au gain statique), on obtient l'expression du gain en tension :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{-\beta R_c}{h_{11e}} \qquad [24]$$

Cette expression montre que le gain de l'étage dépend de deux paramètres du transistor : le gain en courant β et la résistance dynamique d'entrée h_{11e} .

Pour augmenter ce gain, on pourrait se dire qu'il suffit d'augmenter R_c (donc de diminuer le courant I_{Co} pour garder un V_{CEo} constant).

Ce serait une grave erreur : en effet, si on diminue I_{Co}, on diminue aussi forcément I_{Bo}, et en conséquence, la résistance différentielle de la jonction base émetteur augmente : le gain risque donc de ne pas trop augmenter.

Les paramètres de cette formule sont donc liés : ils ne sont pas indépendants, et on ne fait pas ce qu'on veut.

Nous allons essayer de trouver une formulation mettant en œuvre des paramètres indépendants.

Nous avons déjà dit que la jonction base-émetteur était l'équivalent d'une diode. Elle satisfait notamment aux mêmes formulations mathématiques. Dans le chapitre relatif à la diode, l'équation [2] donnait la résistance différentielle en fonction du courant dans la diode :

$$r_d = \frac{kT}{q\, I_d} \qquad [25]$$

Pour le transistor, on a la même chose en remplaçant I_d par le courant de base I_{Bo} et r_d par h_{11e}.

Le terme kT/q est homogène à une tension et vaut environ 26mV à température ordinaire.

La relation simplifiée entre h_{11e} et I_{Bo} (h_{11e} est en Ω et I_{Bo} en A) devient alors :

$$h_{11e} = \frac{0,026}{I_{Bo}} \qquad [26]$$

Si on réinjecte cette relation dans la formule [24] en tenant compte du fait que $I_{Co} = \beta I_{Bo}$, on obtient :

$$A_v = -38,5\, I_{Co}\, R_c \qquad [27]$$

Le terme 38,5 I_{Co} représente la pente du transistor au point de polarisation I_{Co}. C'est le rapport I_C / V_{BE} en ce point. Il ne dépend pas du transistor : c'est un paramètre intéressant qui permet de calculer le gain d'un étage indépendamment du composant choisi pour le réaliser.

Cette formulation du gain est beaucoup plus satisfaisante que la précédente, car elle ne dépend plus des caractéristiques du transistor, et notamment de son gain (attention toutefois au facteur 38,5 qui est le terme q/kT : il dépend de la température !). Elle montre aussi que le gain est relativement figé si on garde pour règle une tension de polarisation V_{CEo} égale à la moitié de la tension d'alimentation (moins la tension d'émetteur). Le seul moyen de l'augmenter est d'accroître la tension d'alimentation ; on pourra alors augmenter le terme $R_c I_{Co}$ qui est la chute de tension dans la résistance de collecteur.

A tire indicatif, pour un montage polarisé sous 12V avec une tension V_{Eo} de 2V et V_{CEo} de 5V, on aura R_c I_{Co} égal à 5V, et un gain en tension Av égal à 190.

- **Schéma équivalent de l'étage amplificateur.**

Le schéma équivalent du montage amplificateur émetteur commun peut être représenté sous la forme donnée figure 16 (voir chapitre I).

En entrée, on y trouve l'impédance Ze (on néglige la réaction de la sortie sur l'entrée, donc, il n'y a pas d'autres composants)

En sortie, on a un générateur de tension commandé (la tension de sortie est égale à la tension d'entrée multipliée par le gain Av de l'étage à vide) avec sa résistance interne qui sera la résistance de sortie de l'étage.

On notera que la représentation de la sortie est celle du générateur de Thévenin équivalent

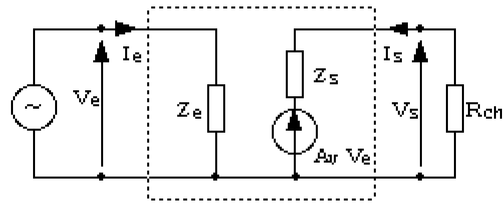


Fig. 16. Schéma équivalent de l'étage amplificateur.

On pourra voir ici une contradiction avec notre montage émetteur commun qui est doté en sortie d'un générateur de courant. Cette objection est balayée par les deux points suivants :

- on veut calculer le **gain en tension de l'étage** ! On considère donc notre montage comme un générateur de tension avec sa résistance interne, si grande soit-elle.

- la transformation Norton / Thévenin nous permet de passer d'une représentation à l'autre simplement.

Ce schéma va nous permettre de définir les impédances d'entrée et de sortie de notre étage.

- **Impédance d'entrée.**

Par définition, et en se référant au schéma Fig. 16., l'impédance d'entrée est égale à :

$$Z_e = \frac{v_e}{i_e} \qquad [28]$$

Ici, le schéma est simple, le générateur d'entrée débite sur deux résistances en parallèle. On a donc :

$$Z_e = R_p \,//\, h_{11e} \qquad [29]$$

On voit qu'on n'a pas intérêt à prendre un pont de base avec des valeurs trop faibles. Il faudra donc faire un compromis avec la condition de polarisation ($I_p >> I_{Bo}$). En général, h_{11e} sera petit (1kΩ pour I_{Bo} = 26µA), donc cette impédance sera bien inférieure à R_p, et très souvent, elle sera insuffisante pour qu'on puisse interfacer des sources de tension (capteurs notamment) directement sur un étage émetteur commun.

- **Impédance de sortie.**

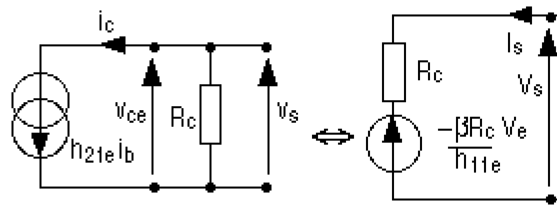


Fig. 17. Transformation Norton / Thévenin.

Si on transforme la sortie du montage Fig. 15. en celle du schéma Fig. 16. (transformation Norton / Thévenin), on obtient le schéma de la figure 17.

la résistance R_c qui était en parallèle sur le générateur de courant $h_{21e}\ i_b$ devient la résistance en série avec le générateur de tension. L'impédance de sortie est donc ici très simple à identifier :

$$Z_s = R_c \qquad [30]$$

Cette valeur est assez élevée, et souvent, on ne pourra pas connecter le montage tel quel sur une charge.

- **Gain de l'étage en charge.**

Il y a deux manières de voir la chose :

- On reprend le schéma équivalent de la Fig. 15. et on rajoute R_{ch} en parallèle avec R_c. La formule du gain devient alors :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{\beta\,(R_c /\!/ R_{ch})}{h_{11e}} \qquad [31]$$

- On connaît l'impédance de sortie et la charge. D'après le schéma Fig. 16, ces deux résistances forment un pont diviseur qui atténue la tension de sortie à vide. Le gain devient :

$$A_v = \frac{-\beta\,R_c}{h_{11e}}\ \frac{R_{ch}}{(R_{ch} + R_c)} \qquad [32]$$

- On vérifiera que si on développe R_c // R_{ch} dans la formule [31], on tombe bien sur la formule [32].

- **Bilan. Utilisation du montage.**

Au final, le montage émetteur commun est un montage ayant :

- **une bonne amplification en tension** (de l'ordre de plusieurs centaines).

- **une impédance d'entrée relativement faible** (égale à h_{11e}, soit de l'ordre de plusieurs kΩ), variable en fonction de la polarisation (plus I_{Co} est faible, plus l'impédance d'entrée est élevée).

- **une impédance de sortie assez élevée** R_c qui va aussi dépendre du courant de polarisation I_{Co}.

Ce montage est l'amplificateur de base à transistor et sera donc utilisé comme sous-fonction dans des circuits plus complexes (discrets, ou intégrés comme dans l'amplificateur opérationnel). Par contre, il sera souvent inexploitable seul, et il faudra lui adjoindre des étages adaptateurs d'impédance.

C. MONTAGE COLLECTEUR COMMUN.

Dans ce montage, l'entrée est la base et la sortie l'émetteur. C'est le collecteur qui est le point commun entre l'entrée et la sortie. On notera que c'est faux pour la polarisation, car le collecteur est relié au +E et l'entrée se fait entre base et masse, et la sortie entre émetteur et masse. En fait, le collecteur est bien commun en alternatif, car le générateur de polarisation +E est un court circuit pour ce régime, et donc, le collecteur va se retrouver à la masse alternative : ce sera donc bien la patte commune entrée sortie.

1. Polarisation. Point de fonctionnement.

Comme pour le montage émetteur commun, il y a moyen de polariser le transistor avec une seule résistance de base, ce qui entraîne exactement les mêmes inconvénients. Nous passerons donc directement à la polarisation par pont de base, qui est la plus utilisée. Le schéma complet est donné sur la figure 18.

Par rapport au montage émetteur commun, on remarque que la résistance de collecteur a disparu. Le condensateur de découplage de R_E aussi, ce qui est normal, car ici, la sortie est l'émetteur : il n'est donc pas question de mettre la sortie à la masse en alternatif !

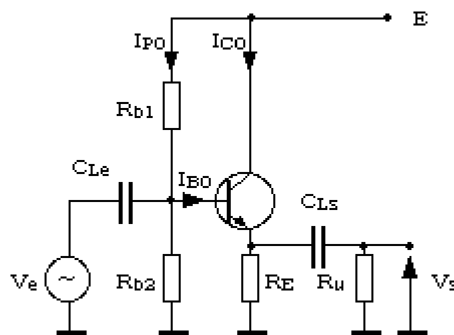


Fig. 18. Montage collecteur commun.

Pour la polarisation, on se reportera au paragraphe équivalent du montage émetteur commun, et on prendra en compte les différences suivantes :

- En général, on fixera le potentiel de repos de l'émetteur à E/2 pour avoir la même dynamique pour les alternances positives et négatives.

- On n'a pas à se préoccuper du potentiel de collecteur ni de sa polarisation car cette broche est à +E.

2. Fonctionnement en petits signaux alternatifs.

Nous avons ici fait les mêmes simplifications de schéma que pour le montage émetteur commun. On voit bien sur le schéma résultant que le collecteur est le point commun entrée / sortie.

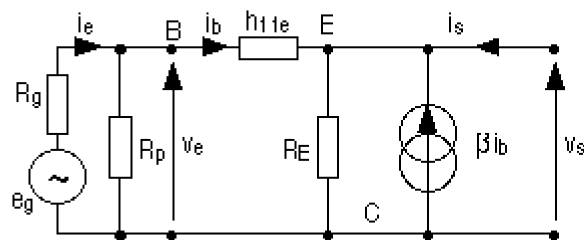


Fig. 19. Schéma équivalent collecteur commun.

On pourra remarquer que (en le réarrangeant) le schéma équivalent interne du transistor est le même que pour le montage émetteur commun.

Par rapport à ce dernier montage, on a rajouté la résistance interne du générateur d'attaque. En effet, on voit qu'ici, l'entrée et la sortie ne sont pas séparés, et donc, la charge va avoir un impact sur l'impédance d'entrée et l'impédance interne du générateur d'attaque influera sur l'impédance de sortie. Il ne faut pas oublier que cette dernière est l'impédance vue de la charge, donc englobe l'étage à transistor et le dispositif d'attaque.

Le paramètre h_{21e} a été remplacé par β, les gains statique et dynamique étant sensiblement les mêmes.

- **Fonctionnement intuitif .**

  Considérons le schéma de la Fig. 18. Si on augmente la tension de base, la tension V_{BE} va augmenter, ainsi que le courant I_B, donc I_C, ce qui va créer une chute de tension plus grande dans R_E. Le potentiel de l'émetteur va alors remonter, contrariant l'augmentation de V_{BE}, donc du courant I_C. Le potentiel de l'émetteur va ainsi suivre sagement (aux variations ΔV_{BE} près, qui sont très faibles) le potentiel qu'on impose à la base.

  Si on regarde bien le montage, on voit en fait que la tension de sortie est toujours inférieure à la tension d'entrée de la valeur V_{BE}. Quand on va

appliquer un signal alternatif sur la base, on va le retrouver sur la résistance d'émetteur diminué de la variation de ΔV_{BE} qui va être très faible.

On voit donc qu'intuitivement, ce montage aura un gain positif mais inférieur à 1.

Ce n'est pas un montage amplificateur. On va voir que ses caractéristiques d'impédance d'entrée et de sortie le destinent à l'adaptation d'impédance.

- **Gain en tension.**

Si on applique la loi des nœuds au niveau de l'émetteur (Fig. 19.), on voit que le courant circulant dans R_E est égal à $(\beta+1)\, i_b$ et va de l'émetteur vers le collecteur. On peut alors poser les équations suivantes :

$$V_e = h_{11e}\, i_b + (\beta+1)\, R_E\, i_b \qquad [33]$$

$$V_s = (\beta+1)\, R_E\, i_b \qquad [34]$$

On remarquera au passage en analysant l'équation [33] que vu de la base, tout se passe comme si la résistance R_E était multipliée par le gain en courant.

On déduit le gain à vide des équations [33] et [34] :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{(\beta+1)\, R_E}{h_{11e} + (\beta+1)\, R_E} \qquad [35]$$

Ce gain est légèrement inférieur à 1, et c'est normal, car la tension de sortie est égale à la tension d'entrée multipliée par le pont diviseur formé par h_{11e} et $(\beta+1)R_E$. En général, R_E est du même ordre de grandeur que h_{11e}, ce qui fait que le terme $(\beta+1)\, R_E$ est beaucoup plus grand que h_{11e}. A quelques centièmes près, **le gain sera quasiment égal à l'unité** . Pour cette raison, et aussi pour ce qui a été dit dans la rubrique fonctionnement intuitif , on appelle ce montage **émetteur suiveur** , car le potentiel d'émetteur suit celui imposé à la base (aux variations ΔV_{BE} près, qui sont très faibles).

Quand l'étage est chargé sur R_{ch}, il convient de remplacer R_E par R_E // R_{ch} dans l'équation [35], ce qui change très peu le résultat, même si R_{ch} est égale ou même un peu inférieure à R_E (dans les mêmes conditions, le gain de l'étage émetteur commun aurait chuté d'un facteur supérieur ou égal à 2 !).

Ceci augure d'une bonne impédance de sortie : il ne faut pas oublier que ce paramètre mesure l'aptitude d'un montage à tenir la charge.

- **Impédance d'entrée.**

Le courant i_e est égal à i_b augmenté du courant circulant dans R_p.

L'impédance d'entrée va donc être égale à $R_p//(v_e/i_b)$. On peut tirer cette dernière valeur de l'équation [33] :

$$\frac{v_e}{i_b} = h_{11e} + (\beta+1) R_E \quad [36]$$

On en déduit la valeur de l'impédance d'entrée :

$$Z_e = (h_{11e} + (\beta+1) R_E) // R_p \quad [37]$$

On remarque que le premier terme est une valeur très élevée (de l'ordre de βR_E, h_{11e} étant négligeable), et que malheureusement, la valeur du pont de base vient diminuer cette impédance d'un facteur 10 environ. C'est donc la valeur de R_p qui va déterminer l'impédance d'entrée. Cette impédance est quand même au moins 10 fois supérieure à celle de l'émetteur commun.

On voit toutefois que là encore, la polarisation ne fait pas bon ménage avec le régime alternatif : tout sera une affaire de compromis, comme bien souvent en électronique. Il n'y aura jamais **la** bonne solution, mais une solution intermédiaire qui sera la mieux adaptée au fonctionnement désiré.

Il faut aussi remarquer que vu de la base, les impédances situées dans le circuit d'émetteur sont multipliées par le gain β du transistor. C'est une remarque très importante qui est toujours vraie.

L'impédance d'entrée a été ici calculée pour un montage fonctionnant à vide. Si on le charge par R_{ch}, cette résistance vient se mettre en parallèle sur R_E dans la formule [37]. Dans le cas général, l'impédance d'entrée dépend donc de la charge. Cette dépendance sera faible tant qu'on aura une polarisation par pont de base, car on a vu que R_p est le terme prépondérant. Il existe néanmoins des astuces pour éliminer l'effet du pont de base (montage bootstrap ou couplage direct de deux étages à transistor), et dans ce cas, il faudra tenir compte de la charge.

- **Impédance de sortie.**

Le calcul va être plus compliqué que pour l'émetteur commun. On remarquera qu'ici la sortie n'est pas séparée de l'entrée, ce qui fait que tout le circuit d'entrée va influer sur l'impédance de sortie, y compris la résistance interne du générateur d'attaque R_g. Comme dans le cas général cette impédance n'est pas nulle, nous l'avons faite figurer sur le schéma Fig. 19.

Là aussi, il faut calculer les caractéristiques du générateur de Thévenin équivalent.

On peut écrire les équations suivantes :

$$V_s = R_E (i_s + (\beta+1) i_b) \quad [38]$$

$$V_s = V_e - h_{11e} i_b \quad [39]$$

Si on considère le générateur de Thévenin équivalent au générateur d'entrée plus R_p, on peut écrire :

$$V_e = e_g \frac{R_p}{R_g+R_p} - (R_g // R_p)\, i_b \quad [40]$$

Si on pose :

$$k = \frac{R_p}{R_g+R_p} \quad [41]$$

en injectant [40] et [41] dans [39], on obtient :

$$i_b = \frac{k\, e_g - V_s}{h_{11e} + R_p // R_g} \quad [42]$$

En remplaçant i_b par cette valeur dans [38], on a :

$$V_s = R_E \left(i_s + (\beta+1) \frac{k\, e_g - V_s}{h_{11e} + R_p // R_g} \right) \quad [43]$$

Après un développement laborieux, on peut mettre Vs sous la forme A e_g + $Z_s i_s$: ce sont les caractéristiques du générateur de Thévenin de sortie de l'étage. Le terme Z_s est le suivant :

$$Z_s = R_E // \frac{(R_g // R_p) + h_{11e}}{\beta+1} \quad [44]$$

R_E , R_g et h_{11e} étant du même ordre de grandeur, le terme divisé par (β+1) va être le plus petit, et R_E va avoir un effet négligeable. On pourra aussi souvent négliger R_p par rapport à R_g. Z_s devient :

$$Z_s = \frac{R_g + h_{11e}}{\beta+1} \quad [45]$$

Cette impédance de sortie est relativement faible : le montage pourra tenir des charges plus faibles que le montage émetteur commun.

On peut faire une remarque similaire a celle qui a été dite dans le paragraphe sur l'impédance d'entrée : vu de la sortie, l'impédance du montage est égale à tout ce qui est en amont de l'émetteur divisé par le gain en courant.

- **Bilan. Utilisation du montage.**

Un montage collecteur commun présente donc les caractéristiques suivantes :

- **gain en tension quasiment égal à l'unité** .

- **impédance d'entrée élevée** : environ β fois plus grande que celle de l'émetteur commun si on ne considère pas le pont de base (on verra qu'on peut l'éviter). La valeur typique est de **plusieurs dizaines à plusieurs centaines** de kΩ en fonction du montage.

- **impédance de sortie faible** (divisée par β environ par rapport à l'émetteur commun). Sa valeur est de l'ordre de **quelques dizaines** d'Ω .

Ce montage ne sera donc pas utilisé pour amplifier un signal, mais comme adaptateur d'impédance, situé en amont ou en aval d'un montage émetteur commun, qui, nous l'avons vu, n'a pas de bonnes caractéristiques d'entrée / sortie.

On pourra donc intercaler un tel montage entre un capteur à haute impédance de sortie et un montage émetteur commun sans que celui-ci ne perturbe le capteur.

On pourra aussi le mettre en sortie d'un montage émetteur commun que l'on doit interfacer avec une faible charge, et ceci, sans écrouler le gain en tension de l'étage.

D. MONTAGE BASE COMMUNE.

1. Polarisation. Point de fonctionnement.

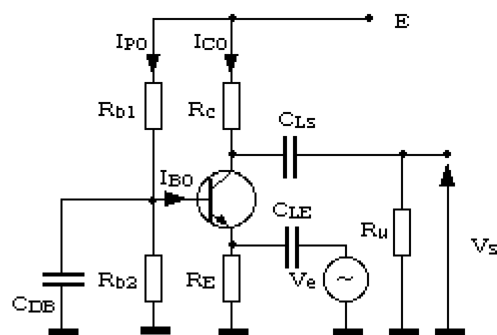


Fig. 20. Montage base commune.

Le montage commence à nous être familier : en effet, mis à part l'emplacement du générateur d'attaque et le condensateur de découplage qui est ici situé sur la base, le montage est le même que celui de l'émetteur commun.

La procédure de calculs des éléments de polarisation est donc identique, car seuls les éléments liés au régime alternatif changent.

La raison en est simple : l'amplification est basée sur une augmentation de I_C due à une augmentation de V_{BE}. Pour augmenter V_{BE}, on a le choix entre deux solutions :

- soit on augmente la tension de base à potentiel d'émetteur constant : c'est le montage émetteur commun.

- soit on abaisse la tension d'émetteur à potentiel de base constant : c'est le montage base commune.

2. Fonctionnement en petits signaux alternatifs.

On va donc étudier ici le montage base commune. On voit tout de suite le défaut que va présenter ce montage : vu qu'on attaque côté émetteur, il faudra faire varier un courant important, donc, l'impédance d'entrée sera sûrement beaucoup plus faible que pour l'émetteur commun, qui n'était déjà pas brillant sur ce point. En fait, ce montage sera peu utilisé, sauf dans des applications hautes fréquences où il trouvera son seul avantage.

Le schéma équivalent est le suivant :

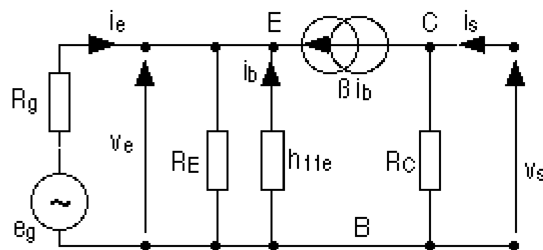


Fig. 21. Schéma équivalent base commune.

Le pont R_{b1} / R_{b2} disparait car il est shunté en alternatif par le condensateur de découplage C_{DB}. La base est bien le potentiel commun entrée / sortie, et le schéma du transistor est le même que pour l'émetteur commun.

- **Fonctionnement intuitif .**

  Le fonctionnement intuitif a déjà été ébauché dans le paragraphe relatif à la polarisation : il est rigoureusement le même que pour l'émetteur commun sauf qu'on attaque l'émetteur pour imposer les variation V_{BE}, avec un potentiel de base fixe.

  On aura juste une différence de signe provenant du fait que quand on augmente la tension de base à potentiel d'émetteur constant, la tension V_{BE} augmente, et quand on augmente la tension d'émetteur à potentiel de base constant, elle diminue : une tension d'entrée positive dans les deux cas aura donc des effets contraires.

- **Gain en tension.**

  Du schéma Fig. 21., on tire les équations suivantes :

$$V_s = - R_c \beta i_b \quad [46]$$

$$V_e = - h_{11e} i_b \quad [47]$$

D'où l'expression du gain en tension à vide :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{\beta R_c}{h_{11e}} \quad [48]$$

Ce gain (au signe près) est le même que pour l'émetteur commun, ce qui est normal, vu que le fonctionnement est identique.

On peut bien entendu faire les mêmes remarques que pour l'émetteur commun et mettre le gain sous la forme donnée dans l'équation [27], au signe près.

Pour le gain en charge, rien de différent non plus, R_{ch} vient se mettre ne parallèle sur R_c dans la formule du gain à vide.

- **Impédance d'entrée.**

Du circuit d'entrée, on tire l'équation suivante :

$$i_e = \frac{V_e}{R_E} - (\beta+1) i_b \quad [49]$$

Si on tire i_b de l'équation [47] et qu'on le remplace par sa valeur dans [49], on obtient :

$$i_e = \frac{V_e}{R_E} + (\beta+1) \frac{V_e}{h_{11e}} \quad [50]$$

On en tire l'impédance d'entrée :

$$Z_e = \frac{V_e}{i_e} = R_E \, // \, \frac{h_{11e}}{\beta+1} \quad [51]$$

R_E étant du même ordre de grandeur que h_{11e}, le terme prépondérant est h_{11e} / (β+1). Cette impédance d'entrée est très faible, environ β fois plus faible que celle de l'émetteur commun : ce montage, sauf cas très spécial, est inexploitable tel quel, il faudra un étage adaptateur d'impédance en entrée pour l'utiliser.

On peut remarquer que cette impédance d'entrée est quasiment la même que l'impédance de sortie du montage collecteur commun : si on se rappelle de ce qui a été dit à ce propos, l'impédance vue de l'émetteur est égale à tout ce qui est en amont divisé par le gain en courant : c'est exactement le cas ici, et on aurait donc pu prévoir facilement la valeur de l'impédance d'entrée sans calculs.

- **Impédance de sortie.**

Pour éviter de longs calculs inutiles, on ne tiendra pas compte de la résistance du générateur d'attaque R_g.

Du circuit de sortie, on peut tirer l'équation suivante :

$$V_s = R_c\,(i_s - \beta\, i_b) \qquad [52]$$

L'équation [47] nous donne i_b en fonction de Ve ; en le remplaçant par sa valeur dans [52], on obtient :

$$V_s = R_c\, i_s + \frac{\beta R_c}{h_{11e}}\, V_e \qquad [53]$$

C'est l'équation du générateur de Thévenin de sortie : on en déduit que $Z_s = R_c$.

Si on fait le calcul en tenant compte du générateur d'entrée, on démontre que le résultat reste le même, seul le terme multiplicatif de e_g va changer dans l'expression de la tension de sortie du générateur de Thévenin, et le terme multiplicatif de i_s reste R_c.

On a donc :

$$Z_s = R_c \qquad [54]$$

On aurait pu prévoir ce résultat, car l'entrée est séparée de la sortie par un générateur de courant qui présente une impédance infinie (en pratique égale à $1/h_{22e}$, qui est très grand) : du point de vue des impédances, on se retrouve avec l'entrée séparée de la sortie.

- **Bilan. Utilisation du montage.**

Les caractéristiques sont donc les suivantes :

- **même gain en tension que pour l'émetteur commun** (plusieurs centaines).

- **impédance d'entrée très faible** : quelques dizaines d'Ω.

- **impédance de sortie moyenne** : quelques kΩ, la même que pour l'émetteur commun.

En pratique, ce montage sera très peu utilisé, sauf en haute fréquence où il va présenter une bande passante supérieure à celle du montage émetteur commun.

E. REMARQUES FONDAMENTALES.

Il faudra garder à l'esprit ces **deux remarques fondamentales** , qui permettront d'évaluer grossièrement mais sans calculs les impédances des montages à transistors :

- tout ce qui est **vu de la base et situé en aval de l'émetteur est multiplié par le gain en courant** .

- tout ce qui est **vu de l'émetteur et situé en amont de celui-ci est divisé par le gain en courant** .

Ces remarques sont fondamentales par le fait qu'on peut évaluer très rapidement les potentialités d'un montage sans faire de calculs sur le schéma alternatif petits signaux, qui, on l'a vu, sont particulièrement pénibles, et ne donnent pas beaucoup plus de précision que ce que l'on peut déterminer très simplement.

Cette façon d'appréhender les choses permet à l'électronicien de bâtir un schéma rapidement sans se noyer dans les calculs, et aussi, permettent de mieux comprendre le fonctionnement d'un étage à transistor, autrement que par le biais d'équations.

F. FONCTIONNEMENT EN HAUTE FRÉQUENCE

Tout ce qui a été dit jusqu'à présent ne concerne que le fonctionnement à faible fréquence (inférieure à quelques centaines de kHz). Pour des fréquences plus élevées, on utilise un schéma équivalent du transistor différent, rendant mieux compte de ce qui se passe physiquement.

Ce modèle introduit des capacités parasites, et donc, les paramètres du transistor deviennent complexes (au sens mathématique du terme !).

Dans ce cours, on se contentera de présenter le schéma équivalent en HF, et on exposera le théorème de Miller, qui est très important pour la compréhension des limitations du transistor en haute fréquence.

1. Schéma équivalent de Giacoletto.

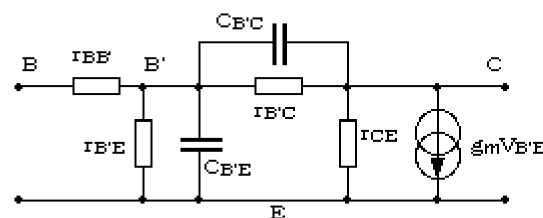


Fig. 22. Schéma de Giacoletto.

Le schéma ci-dessus présente en plus des éléments du montage basse fréquence :

- une base B' virtuelle et interne au transistor. L'équivalent de h_{11e} est $r_{BB'} + r_{B'C}$. $r_{BB'}$ sera faible (moins de 100Ω en général), inférieure à $r_{B'E}$.

- Une capacité base-émetteur $C_{B'E}$ qui viendra shunter $r_{B'E}$ en haute fréquence. Pour des petits transistors standards (2N2222 par exemple), elle est de l'ordre de 30pF.

- Une résistance $r_{B'C}$ (très grande, qui sera souvent négligée) en parallèle avec $C_{B'C}$ qu'on appelle capacité Miller, situées entre l'entrée et la sortie (pour un montage émetteur commun) du montage. L'ordre de grandeur pour $C_{B'C}$ est de 10pF (2N2222). Elle est prépondérante dans la limitation en fréquence du fonctionnement du transistor.

- la résistance r_{CE} tient la place de $1/h_{22e}$.

- le gain en courant est remplacé par la pente g_m du transistor : elle est équivalente au terme 38,5 I_{Co} qu'on a défini dans le calcul du gain de l'émetteur commun.

Ce schéma est plus délicat à manipuler que celui utilisé jusqu'à présent dans ce cours, donc, on ne l'utilisera que quand ce sera nécessaire, soit pour des fréquences supérieures à 100 kHz.

Il permet de démontrer notamment la supériorité du montage base commune par rapport à l'émetteur commun en haute fréquence, ce qui était infaisable avec le schéma simplifié.

2. Théorème de Miller.

▪ Définition.

Si on place une impédance entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur de gain négatif -Av (inverseur, comme l'émetteur commun), alors, vue de l'entrée, cette impédance est multipliée par -(Av + 1).

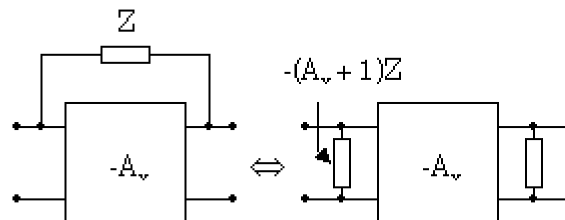


Fig. 23. Effet Miller.

▪ Application au schéma de Giacoletto.

On voit l'application immédiate au schéma de Giacoletto : la capacité $C_{B'C}$ située entre la base et le collecteur du transistor, donc entre l'entrée et la sortie d'un montage émetteur commun sera multipliée par le gain de l'étage : vue de l'entrée, elle vaudra plus d' 1nF !

Elle devient alors prépondérante devant $C_{B'E}$ et c'est elle qui va limiter le fonctionnement en HF.

- **Autres applications.**

Une autre application importante consiste à utiliser cette propriété dans la conception de circuits intégrés. On fabrique des capacités avec deux surfaces métallisées en regard et séparées par de l'isolant. La capacité est proportionnelle à la surface, et en pratique, elle sera très petite (impératifs de coûts du silicium, donc des composants).

On peut multiplier une capacité par effet Miller sur ces circuits, et gagner au choix de la surface de silicium ou augmenter la valeur de la capacité.

CHAPITRE 10 Les transistors à effet de champ

I. INTRODUCTION.

Nous avons vu au chapitre précédent que le transistor à jonction était une source de courant commandée par un courant. Cette caractéristique permet à ce type de composants d'amplifier des signaux alternatifs.

Du point de vue théorique, on peut imaginer d'autres dispositifs similaires, mais caractérisés par un mode d'attaque différent : par exemple, une source de courant commandée par une tension. Le principe reste le même (une source commandée), seule la nature du signal de commande change.

Cet objet théorique existe : la famille des transistors à effet de champ (Field Effect Transistor en anglais, FET) répond à la définition précédente : ce sont des sources de courant commandées en tension.

De ce point de vue, on conçoit aisément que l'étude des FET va être en tous points similaires à celle des transistors à jonction, et ce, malgré un fonctionnement microscopique complètement différent.

Il ne faudra donc surtout pas se polariser sur les différences de structure et de fonctionnement prises du point de vue cristallographique, mais voir au contraire toutes les similitudes existant avec le transistor à jonction : polarisation, conversion courant / tension, amplification en régime des petits signaux

Ces similitudes sont dues aussi en grande partie au fait qu'on utilise les mêmes outils de modélisation pour les deux composants.

II. LE TRANSISTOR FET À JONCTION.

A. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

1. Constitution d'un FET.

De même qu'il existe deux types de transistors bipolaires (NPN et PNP), le FET à jonction (ou JFET) est décliné en deux versions : le **canal N** et le **canal P** .

Le FET à jonction canal N est constitué d'une mince plaquette de silicium N qui va former le canal conducteur principal. Cette plaquette est recouverte partiellement d'une couche de silicium P de manière à former une jonction PN latérale par rapport au canal (Fig. 1.).

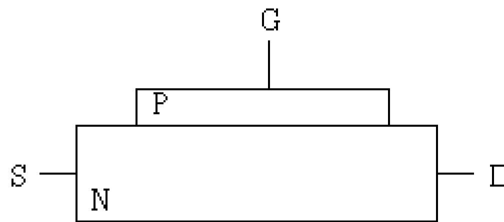


Fig. 1. FET à jonction à canal N (principe).

Le courant circulera dans le canal, rentrant par une première électrode, le **drain** et sortant par une deuxième, la **source** . L'électrode connectée à la couche de silicium P sert à commander la conduction du courant dans le canal ; on l'appelle la **grille** , par analogie avec l'électrode du même nom présente sur les tubes à vides.

Le transistor FET fonctionnera toujours avec la jonction grille-canal polarisée en inverse.

2. Phénomène de pincement.

- **Tension drain-source nulle.**

  Pour simplifier le raisonnement, nous allons considérer dans un premier temps un montage (Fig. 2.) où le canal est court-circuité (V_{DS} = 0) et où la grille est à un potentiel négatif par rapport au canal (jonction polarisée en inverse).

  Nous avons vu dans le chapitre consacré à la diode que le fait de polariser la jonction en inverse créait une zone vide de porteurs, appelée zone de déplétion : les trous de la zone P se recombinent avec les électrons de la zone N, créant ainsi une zone neutre (il n'y a plus de porteurs pour assurer la conduction électrique) d'épaisseur $w = k|V_{GS}|$.

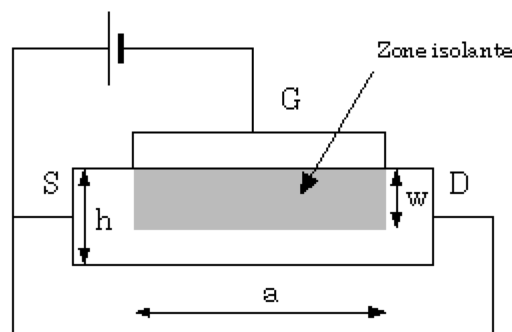


Fig. 2. Modulation de conductivité à V_{DS} = 0.

Il reste dans le canal N une zone conductrice d'épaisseur (h-w). La résistance entre drain et source sera alors égale à :

$$R_{DS} = \rho \frac{a}{b(h-w)} \qquad [1]$$

où b est la largeur du canal et ρ sa résistivité. La résistance R_{DS} varie donc avec la tension (inverse) appliquée sur la jonction grille-canal. A la limite, pour $V_{GS} = V_P$, appelée tension de pincement, la zone de déplétion ferme le canal : il n'y a plus de porteurs, et la résistance entre source et drain tend vers l'infini (Fig.3.) : c'est le phénomène de pincement.

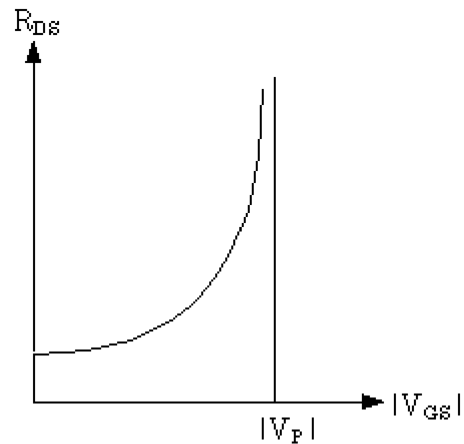


Fig. 3. Phénomène de pincement.

- **Tension drain-source non nulle.**

Si on reprend le montage précédent, et qu'en plus on applique une tension positive entre le drain et la source, le gradient de potentiel présent tout le long du barreau de silicium constituant le canal va modifier le profil de la zone de déplétion. Vers le drain, la tension grille-canal sera supérieure (en valeur absolue) à ce qu'elle est vers la source. En effet, on a la relation (attention, tous les termes sont négatifs) :

$$V_{GD} = V_{GS} + V_{SD} \qquad [2]$$

En conséquence, la zone isolante présente une forme similaire à celle donnée sur la figure 4.

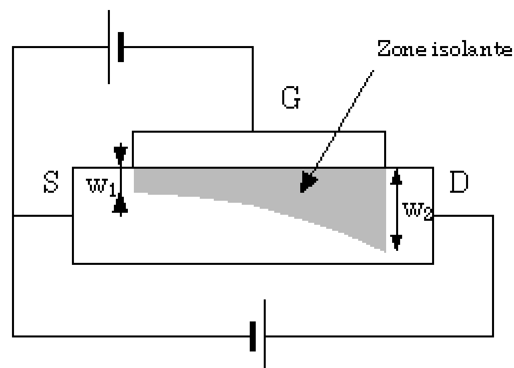


Fig. 4. Modulation de conductivité pour V_{DS} non nul.

Sur cette figure, le canal n'est pas complètement bouché. Si on augmente la tension V_{DS} , à V_{GS} donnée, l'épaisseur isolante w_2 va augmenter ; à partir d'une certaine tension V_{DS} , correspondant à une largeur du canal très

faible, le courant va tendre vers une valeur constante, car deux phénomènes contradictoires vont s'équilibrer :

- une augmentation de V_{DS} devrait entraîner un accroissement du courant dans le canal (loi d'ohm),

- mais cette augmentation de V_{DS} va accroître la tension VDG, qui aura pour effet d'agrandir la zone de déplétion et entraîner une diminution de la largeur du canal, donc, de sa résistivité.

Un accroissement de la tension V_{DS} ne va donc pas entraîner une augmentation du courant dans le canal (le courant de drain), mais une augmentation de la résistivité de ce canal. Le courant de drain va tendre vers une valeur constante.

B. CARACTÉRISTIQUES.

A partir de ce qui a été dit dans le paragraphe précédent, on peut déjà deviner trois choses :

- Si $V_{GS} = V_P$, dans tous les cas, quelle que soit la tension V_{DS} , le courant dans le canal sera nul. En effet, une tension V_{DS} non nulle ne fera que renforcer le phénomène de pincement.

- Le courant de drain deviendra d'autant plus vite constant que la tension $|V_{GS}|$ sera plus élevée.

- Le courant constant maximum sera obtenu pour une tension grille-source nulle.

Les caractéristiques du FET s'en déduisent aisément.

1. Caractéristique d'entrée.

Nous avons vu que le FET sera toujours utilisé avec une polarisation grille-canal négative, soit $V_{GS} < 0$. La caractéristique correspondante est donc celle d'un interrupteur ouvert : courant nul quelque soit la tension appliquée. En pratique, on aura un très léger courant de fuite caractéristique d'une jonction diode polarisée en inverse. Ce courant double tous les 6°C pour le silicium. A température ambiante, il sera inférieur au µA, et plutôt de l'ordre de quelques nA.

2. Caractéristiques de sortie et de transfert.

La figure 5 représente les caractéristiques de transfert $I_{DS} = f(V_{GS})$ à gauche, et de sortie $I_{DS} = f(V_{DS}, V_{GS})$ à droite.

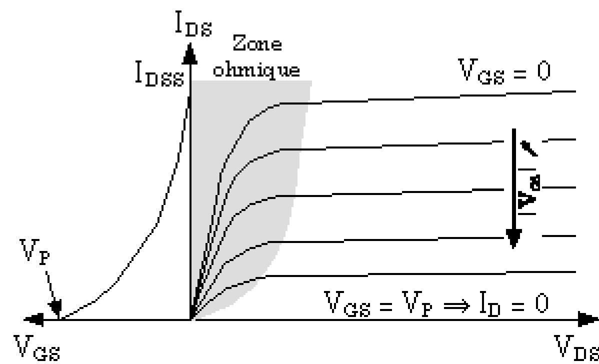


Fig. 5. Caractéristiques du FET à jonction.

La caractéristique de sortie peut être décomposée en deux grandes zones :

- la partie correspondant au fonctionnement à courant constant (zone de pincement), et qui servira à l'amplification de petits signaux de la même manière que pour le transistor bipolaire.

- la zone ohmique (en grisé sur la figure 5.) : dans cette zone, le FET est assimilable à une résistance dont la valeur est fonction de la tension V_{GS} . On ne représente que la partie positive de la caractéristique, mais en fait, le canal conducteur peut laisser passer le courant dans les deux sens (c'est juste un barreau de silicium conducteur, ce n'est pas une jonction. Le seul défaut qui limite les valeurs négatives de V_{DS} est le fait qu'au delà d'une certaine tension négative de drain, la tension grille-drain devient positive, la jonction grille-canal étant alors polarisée en direct ; le FET ne fonctionne plus correctement. Néanmoins, et à condition de rester dans le domaine des petits signaux (quelques dizaines à quelques centaines de mV), on peut considérer le FET comme une résistance dont la valeur est pilotée en tension.

On notera que les caractéristiques de sortie ont une allure connue : on retrouve celles du transistor bipolaire. La principale différence provient du mode d'attaque, comme indiqué en introduction : le FET est commandé en tension, et non en courant, comme l'est le bipolaire.

Ce réseau de courbes est borné en bas (I_D = 0, V_{GS} = V_P), et en haut (I_D = I_{DSS} , V_{GS} = 0). I_{DSS} est la valeur maxi de courant de drain qui pourra circuler dans le composant. Cette valeur est de l'ordre de quelques mA à quelques dizaines de mA pour les FETs courants. La tension de pincement V_P est de l'ordre de quelques volts (typiquement de -2 à -8V).

La zone ohmique est sensiblement différente de la zone de saturation du transistor bipolaire. La fonction résistance commandée est spécifique au FET et ne peut pas être réalisée de cette façon avec un transistor bipolaire.

Pour une même référence de FET (2N3819 par exemple), la dispersion de I_{DSS} et V_P sera très importante, plus encore que la dispersion observée pour les caractéristiques des transistors bipolaires. Ceci fait que ces transistors ne pourront pas être utilisés sans précautions dans des montages pointus, ni à plus forte raison, dans des montages de précision.

La caractéristique de transfert $I_{DS} = f(V_{GS})$ résume bien les limites du FET : courant de drain nul pour une tension V_{GS} égale à la tension de pincement V_P, et courant maxi I_{DSS} pour une tension V_{GS} nulle. La courbe est assez bien approximée par une parabole d'équation :

$$I_{DS} = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad [3]$$

La dérivée de cette loi va nous renseigner sur l'aptitude du transistor à amplifier : en effet, pour un courant I_{DS} donné, la dérivée (qu'on appelle judicieusement la pente du FET) va être égale à :

$$g = \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} = 2\frac{I_{DSS}}{|V_P|}\left(1 - \frac{|V_{GS}|}{|V_P|}\right) \quad [4]$$

Cette pente est le rapport de la variation du paramètre de sortie (I_{DS}) et du paramètre d'entrée (V_{GS}) ; elle est bien représentative de l'amplification d'un signal d'entrée. La valeur maximum, atteinte pour $V_{GS} = 0$, vaut :

$$g_M = 2\frac{I_{DSS}}{|V_P|} \quad [5]$$

On peut alors exprimer l'équation [4] sous la forme condensée suivante :

$$g = g_M\left(1 - \frac{|V_{GS}|}{|V_P|}\right) \quad [6]$$

La pente du FET est en moyenne relativement faible, soit quelques mA/V, au mieux quelques dizaines de mA/V. Elle dépend de la tension V_{GS} (la tension de polarisation) : comme pour le transistor bipolaire, l'amplification ne sera pas linéaire ; on fera là aussi des hypothèses de fonctionnement en petits signaux.

On peut d'ailleurs faire un parallèle avec l'amplification du transistor bipolaire. A elle seule, la caractéristique de transfert du FET correspond à la caractéristique globale entrée + transfert du bipolaire. En effet, dans ce dernier, la vraie caractéristique de transfert est une transformation courant-courant $I_C = f(I_B)$, la caractéristique d'entrée opérant la conversion tension-courant. De ce point de vue, on peut considérer le bipolaire comme un générateur de courant commandé en tension (la différence avec le FET est qu'il consomme du courant). La pente du transistor bipolaire (le rapport $\Delta I_C / \Delta V_{BE}$) vaut alors :

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}\,\frac{\Delta I_B}{\Delta V_{BE}} = \frac{\beta}{h_{11e}} \quad [7]$$

Pour un courant collecteur de 1,3mA et un β de 150, le h_{11e} vaut 3kΩ, ce qui fait une pente d'environ 50mA/V.

La pente du transistor bipolaire est environ 5 à 10 fois plus élevée que celle d'un FET typique. L'amplification qu'on pourra attendre d'un FET sera plus faible que celle obtenue dans les mêmes conditions avec un bipolaire.

C. REPRÉSENTATION. SCHÉMA ÉQUIVALENT.

1. Symboles des FETs.

Le FET est représenté par les symboles suivants :

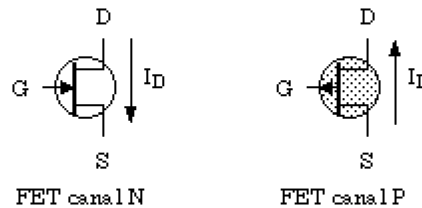


Fig. 6. Symboles électriques des FETs.

La flèche représente la jonction grille / canal, et son sens indique quel serait le sens du courant si la jonction était passante.

Pour le FET canal N, le courant I_D circulera dans le sens représenté sur la figure 6, la tension V_{DS} sera positive et la tension V_{GS} négative.

Pour le FET canal P, la tension V_{DS} sera négative et la tension V_{GS} positive. Le courant de drain circulera de la source vers le drain.

2. Schéma équivalent en petits signaux.

Ce schéma, comme pour le transistor bipolaire, concerne un composant convenablement polarisé : le fonctionnement se fera dans la zone de pincement.

On construit le schéma équivalent de la même manière que pour le transistor bipolaire.

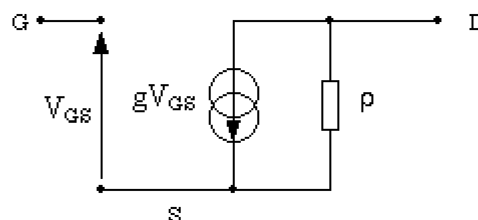


Fig. 7. Schéma équivalent alternatif petits signaux.

Le schéma fig. 7. est celui relatif au FET canal N. L'entrée se fait sur la grille. On note un trou entre grille et source : l'impédance grille-source est très élevée, on la considère en première approximation comme infinie. En sortie, on retrouve les mêmes éléments que pour le transistor bipolaire : une source de courant (commandée par la tension V_{GS} , et non par un courant), et sa résistance parallèle ρ. Comme pour le transistor bipolaire, cette résistance est très élevée (plusieurs centaines de kΩ), et on la négligera dans toutes les applications courantes.

D. MONTAGE SOURCE COMMUNE.

Ce montage est le pendant du montage émetteur commun pour le bipolaire. Le fonctionnement sera donc totalement similaire. Un montage drain commun existe aussi, qui est le pendant du montage collecteur commun du bipolaire ; ce montage n'a toutefois que peu d'intérêt, car le FET est un composant à très forte impédance d'entrée, et ce, on va le voir, même lorsqu'il est utilisé en source commune.

Nous allons voir le montage source commune pour le FET de type N. Le montage à canal P s'en déduit aisément.

1. Polarisation.

Il faut tout d'abord noter que la zone ohmique est relativement étendue, surtout vers les fortes valeurs de I_{DS} . On veillera à polariser le composant pour que la tension de repos V_{DSo} ne soit pas trop faible, de manière à ce qu'il fonctionne dans la zone générateur de courant .

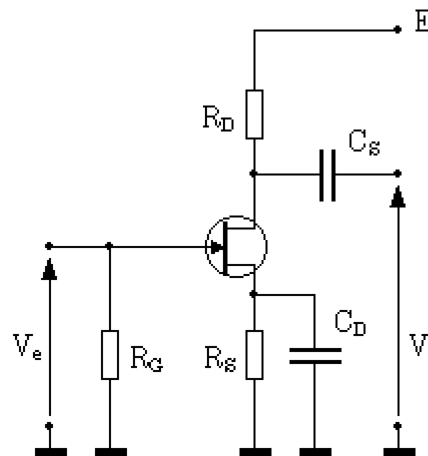


Fig. 8. Montage source commune.

Nous avons vu lors de l'explication du principe de fonctionnement du FET que le bon fonctionnement nécessitait une alimentation positive pour polariser le canal drain-source, et une alimentation négative pour polariser la grille par rapport à la source. Ce raisonnement est valable si on place la source à la masse.

En pratique, on va relier la grille à la masse par une résistance de forte valeur ; comme le courant qui circule dans la grille est très faible (courant de fuite), le potentiel de la grille va être pratiquement nul. Il reste à trouver une astuce pour mettre la source à un potentiel positif, ce qui fera V_{SG} positif, donc V_{GS} négatif. Pour ce faire, on intercale une résistance entre la source et la masse. Le courant de drain va circuler dans cette résistance et élever le potentiel de la source par rapport à la grille. Deux phénomènes vont alors se contrarier :

- Le courant de drain est maxi pour V_{GS} = 0 ; au démarrage, on aura donc un fort courant dans la résistance de source, donc une forte tension.

- mais, au fur et à mesure que la tension va augmenter, la tension $|V_{GS}|$ va augmenter aussi, ce qui va avoir pour effet de limiter le courant de drain.

Les deux phénomènes vont s'équilibrer. La valeur du courant de drain va dépendre des caractéristiques du FET (I_{DSS} et V_P), et de la résistance de source : c'est cette dernière qui nous permettra d'ajuster le courant de drain.

La tension de polarisation sur R_S sera de l'ordre de quelques volts (typiquement 1 à 3V).

Il ne reste plus qu'à alimenter le drain à l'aide d'une source de tension, en intercalant une résistance R_D qui aura pour fonction (comme pour le montage émetteur commun du bipolaire) la conversion courant / tension permettant d'exploiter le signal de sortie.

On choisira le courant de drain (ou la résistance R_D) de manière à ce que la chute de tension dans cette résistance soit égale à la tension de polarisation V_{DSo} , ceci pour assurer un maximum de dynamique au signal alternatif.

On rajoute un condensateur de découplage C_D sur R_S pour que la source soit effectivement à la masse en alternatif. Sans ce condensateur, on aurait un effet de contre réaction qui affaiblirait beaucoup le gain en tension.

Vu que la grille est au même potentiel que la masse (autant dire zéro !), le générateur d'entrée, s'il délivre uniquement un signal alternatif, peut être couplé directement à la grille, sans condensateur de liaison. La sortie se faisant sur le drain, en revanche nécessite un condensateur de liaison pour ne pas perturber les étages avals.

2. Fonctionnement en petits signaux.

Nous avons vu que la caractéristique de transfert du FET n'est pas linéaire : nous allons donc être obligés de travailler en petits signaux pour pouvoir linéariser le montage et utiliser les lois fondamentales de l'électricité.

- **Schéma équivalent.**

Le schéma équivalent se construit de la même manière que pour les montages à transistors bipolaires. On utilise le schéma équivalent du FET de la figure 7, et on obtient :

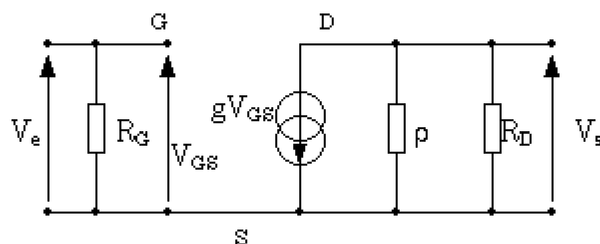


Fig. 9. Schéma équivalent en alternatif petits signaux.

Ce schéma est très similaire à celui de l'émetteur commun du transistor bipolaire. La différence essentielle est que le générateur de courant est commandé par la tension V_{GS} , et non pas par un courant i_b .

- **Gain en tension.**

Les équations sont quasiment triviales. En entrée, on a :

$$V_e = V_{GS} \qquad [8]$$

En sortie, si on néglige ρ, dont la valeur est très élevée vis à vis de R_D , on a :

$$V_s = -g\ R_D\ V_{GS} \qquad [9]$$

On en tire aisément le gain en tension à vide :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -g\ R_D \qquad [10]$$

Ce gain a une valeur relativement faible, due au fait que g ne dépasse guère la dizaine de mA/V : on aura des valeurs comprises entre 10 et 50 environ.

On peut faire l'analogie avec le montage émetteur commun en bipolaire, dont le gain était égal à -38,5 I_{Co} R_C . Le terme 38,5 I_{Co} avait été appelé la pente du transistor. R_C a la même fonction que le R_D du montage à FET, et pour des valeurs identiques de tension d'alimentation et de courant de drain / collecteur (par exemple 1mA), leur valeur sera la même. La différence se fera donc sur la pente, soit 38,5 mA/V pour le bipolaire contre 5 mA/V en typique pour le FET.

- **Impédance d'entrée.**

La solution est triviale :

$$Z_E = R_G \qquad [11]$$

On veillera à ne pas choisir une valeur trop élevée tout de même pour que la chute de tension occasionnée par le courant de fuite de la grille soit négligeable. On choisira typiquement une valeur de l'ordre de quelques MΩ . L'avantage sur les montages à bipolaires est évident.

- **Impédance de sortie.**

On se retrouve exactement dans le même cas de figure que pour le montage émetteur commun du bipolaire. En opérant la même transformation norton-thévenin que pour ce dernier montage, on trouve :

$$Z_S = R_D \qquad [12]$$

Cette valeur est moyenne, R_D valant typiquement quelques kΩ . On ne pourra généralement pas utiliser ce montage sans un étage adaptateur d'impédance en aval.

E. UTILISATION EN RÉSISTANCE COMMANDÉE.

Si on utilise le FET dans la zone ohmique, on peut faire varier la résistance du canal en modifiant la tension V_{GS} . Le FET est utilisé dans un montage potentiométrique (diviseur de tension) mettant en jeu la résistance R_{DS} du canal et une résistance additionnelle R.

Sur le schéma figure 10, on remarque un réseau r-r-C reliant le drain à la grille et à la commande. On pourrait appliquer directement la tension V_C sur la grille, mais en rajoutant ce réseau, on améliore la linéarité, notamment pour des tensions V_E , donc V_S négatives : en effet, on a déjà vu que dans ce cas, la jonction grille-canal est polarisée en direct, et le FET ne travaille pas convenablement. En appliquant sur la grille la moitié de la tension alternative présente sur le drain, on améliore sensiblement la linéarité et la tension maxi d'utilisation du FET en résistance commandée. Cette tension maxi demeure faible (quelques dizaines à quelques centaines de mV).

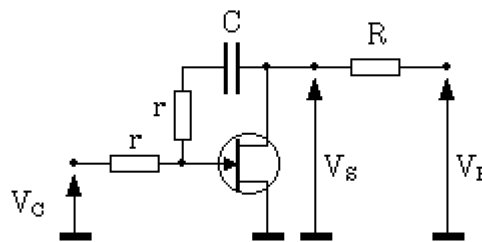


Fig. 10. Utilisation en résistance commandée.

Cette fonction est utilisée en particulier dans des amplificateurs à commande automatique de gain (CAG), qui permettent de garantir un niveau de sortie constant avec un niveau d'entrée fluctuant (exemple : réglage automatique du niveau d'enregistrement des magnétophones à cassette audio bon marchés).

Une autre application déduite de la fonction résistance commandée est le commutateur analogique : si on applique une tension supérieure ou égale en valeur absolue à la tension de pincement V_P sur la commande, la résistance de drain va devenir très grande (quelques MΩ). Si on choisit pour R une valeur moyenne (quelques dizaines de kΩ), la tension V_S sera quasiment égale à la tension V_E : tout le signal passe.

Si on applique maintenant une tension nulle sur la grille, la résistance du FET sera minimum (quelques centaines d'ohms), et la tension V_S sera quasiment nulle.

On a ainsi réalisé un commutateur analogique. Cette fonction est très utilisée sous forme de circuits intégrés et permet le multiplexage de signaux analogiques, une fonction indispensable pour les dispositifs d'acquisition de données.

F. SOURCE DE COURANT.

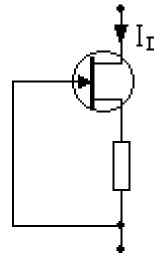


Fig. 11. Source de courant à deux bornes.

On a vu lors de la polarisation du montage source commune comment procéder pour obtenir un courant de polarisation de drain constant. L'ajustage de la résistance de source définit le courant de drain. Si on retire du montage source commune la résistance de drain, on se retrouve avec un dispositif à deux bornes susceptible de garantir un courant constant dans le circuit sur lequel il sera branché.

Des circuits intégrés existent, qui comprennent le FET et sa résistance de polarisation (la résistance de grille est ici inutile), et qui peuvent servir de sources de courant préréglées. Des restrictions limitent toutefois leur usage :

- le composant est polarisé : le courant ne peut circuler que dans un seul sens.

- ce dispositif ne génère pas de courant, il le régule (comme la zéner régule une tension).

- la tension appliquée entre les deux bornes du composant doit être au moins supérieure à la tension V_{GS} de polarisation permettant le fonctionnement du FET dans sa zone de pincement.

G. DOMAINE D'UTILISATION.

De par sa constitution, le FET à jonction n'est pas adapté du tout aux forts courants. Il va rester cantonné aux applications d'amplification et de traitement des petits signaux.

Il est utilisé dans des montages à haute impédance d'entrée et faible bruit : préamplificateurs pour signaux de faible niveau par exemple.

La fonction résistance commandée est beaucoup utilisée. Il y a bien sûr des restrictions d'utilisation : la portion de caractéristique ohmique est linéaire pour des faibles variations de tension (guère plus de 100mV), ce qui nécessite des précautions de mise en œuvre .

Mais, le JFET, de par la dispersion de ses caractéristiques d'un composant à l'autre reste difficile à maîtriser dans des montages à composants discrets. On a intérêt à les trier si on désire un résultat fiable et répétable.

Dans ces conditions, l'utilisation la plus importante qui est faite de ces transistors est l'intégration dans des composants tels les amplificateurs opérationnels : la très forte impédance d'entrée des JFET leur donne un avantage décisif par rapport aux bipolaires, et aujourd'hui, la plupart des ampli-op de qualité possèdent au minimum un étage d'entrée en JFET.

Pour ce qui est du volet puissance, il existe un autre composant très bien adapté : le MOSFET.

III. LE TRANSISTOR MOS FET.

Les transistors à MOSFET reprennent plusieurs caractéristiques de FETs à jonction : ils se déclinent en deux versions, le canal N et le canal P, et les électrodes vont aussi s'appeler drain, source et grille, leur fonction étant la même que pour les JFETs.

A. LE MOSFET À CANAL INDUIT.

1. Description.

Dans un substrat faiblement dopé P, on insère deux zones N fortement dopées. Ces deux zones seront la source et le drain du MOSFET ; elles sont distantes d'une dizaine de µm (séparées par le substrat P). La source est généralement reliée au substrat.

La grille n'est pas directement reliée au substrat P ; elle en est isolée par l'intermédiaire d'une très fine (quelques nm) couche d'isolant (de l'oxyde de silicium). Cette caractéristique donne son nom au MOSFET : Metal Oxyde Semiconductor.

La grille est ainsi **isolée** du substrat : le courant de grille sera nul en continu.

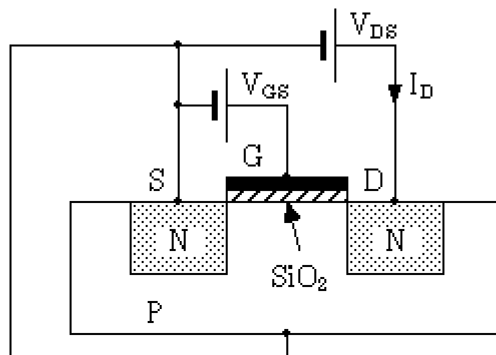


Fig. 12. Schéma de principe d'un MOSFET canal N.

2. Principe de fonctionnement.

Si $V_{GS} = 0$, aucun courant de drain ne passera, car le circuit source-drain est composé de deux jonctions en série, l'une PN, l'autre NP : il y en aura toujours une en inverse.

Lorsqu'on applique une tension V_{GS} positive, l'électrode de grille, l'isolant et le substrat P forment un condensateur.

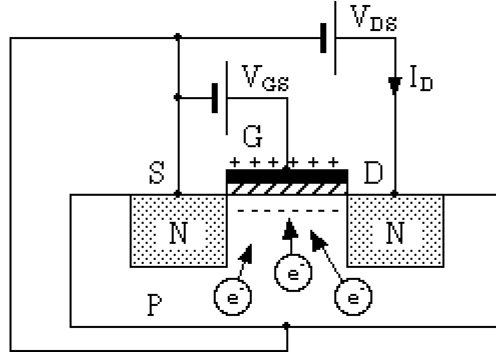


Fig. 13. Phénomène d'inversion.

Les électrons (porteurs minoritaires du substrat P) sont alors attirés vers la grille. Pour une tension V_{GS} suffisamment élevée (tension de seuil), la concentration en électrons dans le substrat est supérieure à la concentration en trous au voisinage de la grille ; on a alors une couche N dite couche d'inversion entre les zones N de la source et du drain. Les deux jonctions disparaissent, on n'a plus qu'un canal N, et le courant peut passer entre drain et source.

Mais, pour une tension V_{DS} supérieure à V_{GS} , on annule la tension grille-drain, et donc l'effet condensateur : on a un phénomène de pincement du canal induit N comme pour le JFET. Le courant de drain tend alors vers une valeur constante, de la même manière que pour le JFET.

Ce mode de fonctionnement est appelé à enrichissement , car une tension V_{GS} positive enrichit le canal en porteurs minoritaires, permettant le passage du courant.

3. Caractéristiques.

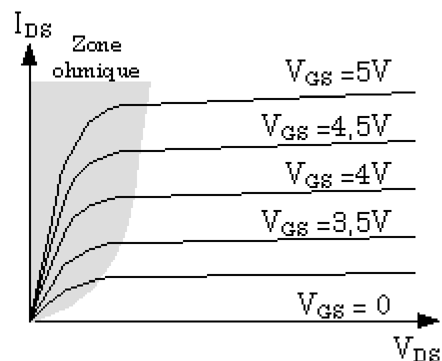


Fig. 14. Caractéristique de sortie du MOS canal N.

La caractéristique de sortie est similaire à celle d'un JFET, sauf que le courant de drain pourra atteindre plusieurs ampères pour des composants de puissance. On note la zone en fonctionnement ohmique, tout à fait similaire à celle des JFETs, et permettant les mêmes applications.

La caractéristique de transfert a la forme suivante :

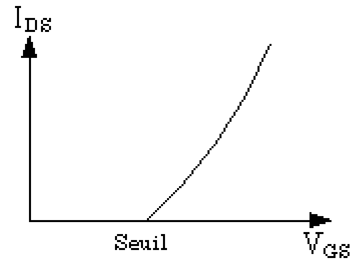


Fig. 15. Caractéristique de transfert du MOS canal N.

Cette caractéristique de transfert est appelée la transconductance du MOS, et est exprimée en siemens (S). Pour des MOS de puissance, elle vaut plusieurs siemens (1 à 10 typiquement), soit des valeurs beaucoup plus importantes que pour les JFETs (quelques mS).

La tension de seuil atteint plusieurs volts (1 à 3 typique). Ce seuil varie avec la température.

B. LE MOSFET À CANAL INITIAL.

1. Description du principe de fonctionnement.

Le MOSFET à canal initial a la même structure que le MOS à canal induit, avec en plus, un canal faiblement dopé N entre la source et le drain.

Pour V_{GS} nulle, Ce transistor fonctionne comme un JFET : un courant de drain pourra circuler ; quand V_{DS} augmente, un phénomène de pincement se produit, qui obstrue le canal : le courant de drain devient constant.

Si V_{GS} est inférieure ou égale à 0, on accélère le pincement (le condensateur formé par la grille, l'isolant et le canal attire des trous dans le canal initial qui neutralisent les électrons de cette zone N) : on fonctionne en régime d'appauvrissement.

Au contraire, pour V_{GS} supérieure à 0, on retrouve le fonctionnement du MOS à canal induit, et le courant de drain va croître.

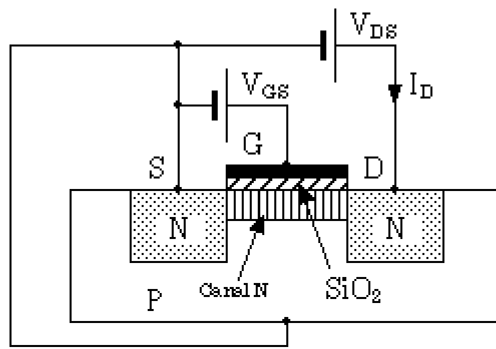


Fig. 16. MOSFET N à canal initial..

2. Caractéristiques.

La caractéristique de transfert est la suivante :

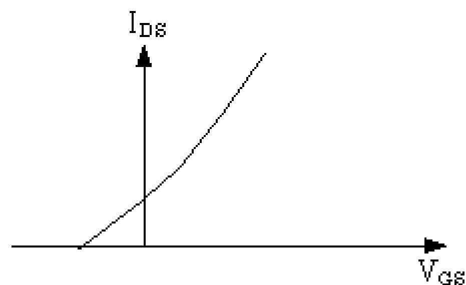


Fig. 17. Caractéristique de transfert d'un MOS à canal initial

C. UTILISATION DES MOSFETs.

De par leur constitution, les transistors MOS sont très fragiles, notamment au niveau de la grille. Les décharges électrostatiques sont à proscrire, car elles peuvent casser le composant, ou pis, l'endommager sans que ses caractéristiques ne changent : c'est la fiabilité qui est compromise.

1. MOSFET de puissance.

Les MOS servent beaucoup en commutation de puissance, car ils sont très rapides et commandables en tension. On notera toutefois qu'à fréquence élevée, la grille formant un condensateur avec le substrat, elle ne présente plus une impédance infinie, comme en statique !

Quand ils sont passants, ils fonctionnent dans la zone ohmique, et leur caractéristique essentielle est, avec la tension V_{DS} maxi, la résistance R_{DS} , qui peut être aussi basse qu'une dizaine de mΩ.

2. Intégration dans les composants numériques.

La technologie MOS se prête très bien à l'intégration à grande échelle : elle permet de réaliser des composants logiques consommant très peu de courant, et permet ainsi un très grand niveau d'intégration (exemple : mémoires, microprocesseurs, circuits logiques divers) Les transistors MOS sont utilisés ici en commutation.

CHAPITRE 11 Les amplificateurs opérationnels

I. INTRODUCTION.

Comme nous avons pu le constater dans les chapitres précédents, les montages amplificateurs de base à transistors ne sont pas très commodes d'emploi :

- ils ne transmettent pas le continu ;

- ils sont tributaires des dispersions des transistors, ce qui fait que leurs caractéristiques sont imprécises et non répétables ;

- leurs performances sont moyennes, et à moins d'aligner un montage à plusieurs transistors, on ne peut pas avoir simultanément fort gain en tension, haute impédance d'entrée et faible impédance de sortie.

Les amplificateurs opérationnels sont nés au début des années 60, quand on a commencé à intégrer plusieurs transistors et résistances sur le même substrat de silicium ; cette technologie a permis de bâtir des montages complexes, et de les faire tenir sur une petite plaquette de silicium encapsulée dans un boîtier (généralement à 8 broches) commode d'emploi.

Avec ces composants, on a eu accès à des amplificateurs simples d'utilisation, transmettant des signaux continus, et à mise en œuvre facile à l'aide de quelques composants annexes (résistances, condensateurs...) ; les caractéristiques des montages obtenus ne dépendent quasiment plus de l'amplificateur opérationnel, mais uniquement des composants passifs qui l'accompagnent, ce qui garantit une bonne fiabilité du résultat et assure sa répétabilité.

Les amplificateurs opérationnels ont beaucoup progressé depuis leur création, et tendent maintenant à devenir très proches de l'amplificateur idéal (l'amplificateur opérationnel parfait, AOP).

II. L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL PARFAIT.

A. PRINCIPE.

A la base, l'AOP est un amplificateur différentiel, donc muni de deux entrées , l'une dite non inverseuse (V_+) et l'autre inverseuse (V_-), et d'une sortie (s) :

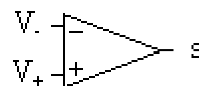


Fig. 1. Symbole d'un amplificateur différentiel.

La fonction de transfert complète en continu (en pratique, A_{vd} et A_{vmc} dépendent de la fréquence) de cet amplificateur est donnée par la formule :

$$s = A_{vd}(V_+ - V_-) + A_{vmc}\left(\frac{V_+ + V_-}{2}\right) \qquad [1]$$

A_{vd} est le gain en tension différentiel de l'amplificateur, et A_{vmc} le gain en tension de mode commun. Dans le cas d'un amplificateur parfait, on fait l'hypothèse que ces gains ne dépendent pas de la fréquence.

Les gains, ainsi que les impédances d'entrée et de sortie d'un AOP doivent répondre à des critères précis. On peut donner un schéma équivalent de l'AOP :

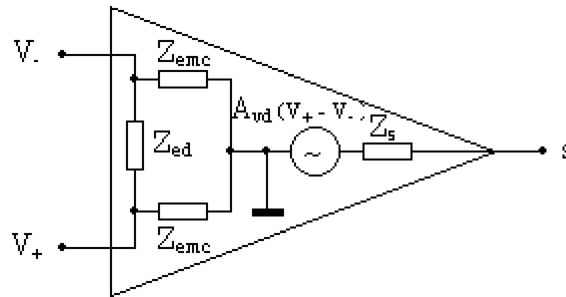


Fig. 2. Schéma équivalent d'un AOP.

B. CARACTÉRISTIQUES.

Pour que cet amplificateur soit parfait, les gains en tension doivent répondre aux caractéristiques suivantes :

- $A_{vd} = \infty$

- $A_{vmc} = 0$

On distingue deux types d'impédances d'entrée dans un AOP : l'impédance différentielle et celles de mode commun, qui sont définies sur le schéma de la figure 2.

Un ampli parfait doit répondre aux critères suivants du point de vue des impédances :

- $Z_{ed} = \infty$

- $Z_{emc} = \infty$

- $Z_s = 0$

En résumé : un amplificateur opérationnel parfait est un amplificateur de différence pur à gain différentiel infini, rejetant parfaitement le mode commun, dont les impédances d'entrées sont infinies et l'impédance de sortie est nulle. En pratique, nous verrons que l'amplificateur opérationnel réel présente des défauts par rapport à l'idéalisation que constitue l'AOP, mais le modèle de ce dernier est suffisant pour étudier la

plupart des montages simples sans faire des calculs laborieux et inutiles : en effet, du point de vue impédances et gains, et sauf à utiliser les composants à leurs limites, les amplis réels sont suffisamment près des AOP pour qu'on fasse les approximations avec une erreur minime (très souvent mieux que le %). Seul le comportement fréquentiel pose vraiment problème par rapport au modèle idéal.

C. FONCTIONNEMENT D'UN SYSTÈME BOUCLÉ.

Tous les montages fondamentaux vont être étudiés avec les hypothèses relatives au modèle d'AOP parfait telles que décrites précédemment.

Dans ces hypothèses, on a vu que le gain en tension différentiel tendait vers l'infini : cela implique que la tension d'entrée différentielle ($V_+ - V_-$) va devoir tendre vers 0 pour que la tension de sortie soit finie (voir équation [1]).

Une grande conséquence de ceci est qu'on n'utilisera (quasiment) jamais un amplificateur opérationnel en boucle ouverte pour un fonctionnement linéaire ; on l'utilisera toujours avec une contre réaction, soit en boucle fermée : on réinjectera une fraction de la tension de sortie sur l'entrée inverseuse (retour du signal en opposition de phase). Nous allons maintenant étudier quelques rudiments de la théorie des systèmes bouclés pour mieux comprendre le fonctionnement des montages classiques utilisant des AOP.

1. Schéma-bloc d'un système bouclé.

On peut représenter un système bouclé à une entrée et une sortie de la manière suivante :

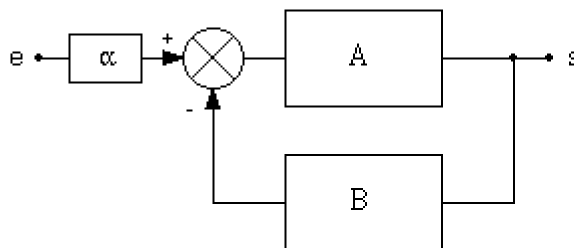


Fig. 3. Système bouclé.

Le signal est d'abord atténué en passant dans le bloc de fonction de transfert α(qui dans beaucoup de cas est égale à l'unité : on peut alors supprimer ce bloc), et arrive ensuite dans un mélangeur différentiel.

Dans ce mélangeur, une fraction du signal de sortie est soustraite du signal d'entrée atténué. Le tout est multiplié par la fonction de transfert du bloc A. On obtient l'équation suivante :

$$s = A\,(\alpha e - Bs) \qquad [2]$$

On peut en tirer le rapport H=s/e, qui est la fonction de transfert du système bouclé :

$$H = \frac{s}{e} = \frac{\alpha A}{1+AB} \qquad [3]$$

Le produit AB est le **gain de boucle** du système ; dans un système bouclé, on cherche à ce qu'il soit le plus grand possible de manière à ce que H dépende très peu de A. En effet, si AB>>1, on peut écrire :

$$H = \frac{s}{e} \cong \frac{\alpha}{B} \qquad [4]$$

Si α et B sont bien maîtrisés (ce sont la plupart du temps des réseaux constitués de composants passifs de précision correcte), la fonction de transfert H ne dépendra quasiment plus de la fonction de transfert A, qui pourra être assez imprécise, pourvu que sa valeur soit élevée. On réalise un asservissement de la sortie à l'entrée au facteur α/B près.

Deux autres avantages (que nous ne démontrerons pas ici) concernent les impédances d'entrée et de sortie :

- l'impédance différentielle d'entrée est multipliée par le gain de boucle.

- l'impédance de sortie est divisée par le gain de boucle.

Ces deux propriétés sont importantes, car elles vont permettre d'améliorer les performances apparentes des amplificateurs réels, et donc de justifier encore mieux le fait qu'on utilise le modèle de l'AOP pour faire les calculs.

2. Application à l'AOP.

Le fonctionnement en asservissement tel que décrit précédemment va convenir idéalement aux amplificateurs opérationnels : ceux-ci présentent un gain en tension très élevé, mais défini à un facteur trois ou quatre près sur un lot de composants et en fonction des conditions d'utilisation (charge, température...). Le fait de les boucler va permettre de s'affranchir de leurs imperfections.

L'AOP est un amplificateur différentiel à grand gain. On peut reprendre le schéma de la figure 3 et l'adapter à son cas.

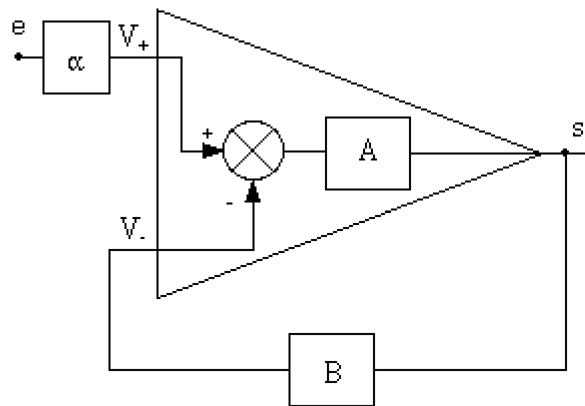


Fig. 4. L'AOP bouclé.

Ce montage appelle quelques commentaires :

- La fonction de transfert A est le gain différentiel de l'amplificateur (infini pour un AOP, très grand et dépendant de la fréquence pour un ampli réel).

- les blocs α et B sont des quadripôles (donc munis de deux entrées et de deux sorties) ; dans le cas des montages à AOP, ces quadripôles ont en fait une entrée et une sortie reliées à la masse : elles ne sont pas représentées sur les schémas blocs.

- si le signal d'entrée e rentre (via le bloc α) sur l'entrée V_-, il faudra rajouter un signe - à α pour que les équations précédentes soient vérifiées.

On a vu que dans le cas de l'AOP, le gain A est infini. Le gain de boucle sera donc lui aussi infini, et à la sortie du mélangeur différentiel, on va avoir un signal qui tend vers 0 pour que le signal de sortie s ait une valeur finie.

L'amplificateur ne va pas amplifier le signal proprement dit, mais l'écart entre l'entrée et la sortie qui va donc copier fidèlement l'entrée au facteur α/B près. On parle alors d'amplificateur d'erreur.

3. Calcul des montages à AOP.

Il existe deux alternatives pour calculer les montages à amplificateurs opérationnels : utiliser la loi d'ohm, ou les traiter par la méthode des schémas-blocs.

Pour la suite du cours, les montages (qui sont des montages de base, donc simples) seront calculés à l'aide de la loi d'ohm ; toutefois, pour illustrer au moins une fois le calcul par schéma-blocs, nous allons traiter l'amplificateur inverseur par cette méthode.

Pour des montages un peu compliqués, la loi d'Ohm (et ses dérivés : théorème de superposition, Thévenin...) donnent assez vite des mises en équation laborieuses ; de plus, si on veut prendre en ligne de compte le comportement fréquentiel de l'amplificateur réel, les calculs deviennent trop complexes et peu intelligibles.

On calculera alors les montages par la méthode des blocs. Cette méthode est aussi très pratique dans le cas de calcul de fonctions de transferts à l'aide d'outils informatiques : le problème est bien décomposé et donc plus facile à simuler.

III. MONTAGES DE BASE À AOP.

Dans "amplificateur opérationnel", il y a deux mots :

- amplificateur : c'est la fonction de base de ce composant ; on va étudier plusieurs montages amplificateurs de base.

- opérationnel : les caractéristiques de cet ampli nous donnent la possibilité de créer des fonctions mathématiques telles que dérivée, intégrale, Log... Ces fonctions ont autrefois (il y a 25 ans !) été utilisées dans des calculateurs analogiques, et permettaient notamment de résoudre des équations différentielles, et ainsi de simuler des réponses de systèmes physiques divers (mécaniques, acoustiques...). D'où le nom "opérationnel". Nous étudierons les fonctions opérationnelles de base.

A. AMPLIFICATION

1. Amplificateur inverseur.

C'est le montage de base à amplificateur opérationnel. L'entrée non inverseuse est reliée à la masse ; le signal d'entrée est relié à l'entrée inverseuse par une résistance R_1, et la sortie est reliée à cette entrée par une résistance R_2.

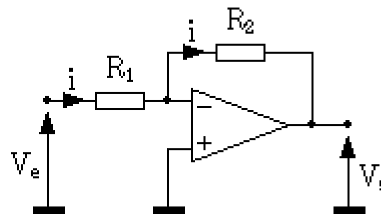


Fig. 5. Amplificateur inverseur.

- **Calcul par la loi d'ohm.**

  La mise en équation est très simple, et s'appuie sur les conditions vues lors de la définition de l'AOP :

- les impédances d'entrée étant infinies, il n'y a pas de courant qui rentre dans l'entrée inverseuse (V_-) ; par conséquent, tout le courant i arrivant dans R_1 ira par R_2 vers la sortie de l'AOP.

- Le gain A_{vd} est infini ; dans ces conditions, (V_+ - V_-) va tendre vers 0.

De cette dernière constatation, on peut tirer une équation simplissime, mais fondamentale, et toujours vraie en fonctionnement linéaire :

$$V_+ = V_- \qquad [5]$$

Comme V_+ est à la masse, V_- se retrouve au même potentiel : comme ce point n'est pas relié physiquement à la masse, on parle de masse virtuelle ; pratiquement, et du point de vue calcul, tout se passe comme si V_- était vraiment relié à la masse.

Ces constatations étant faites, le calcul du gain en tension est un jeu d'enfant :

$$V_e = R_1 i \qquad [6]$$

$$V_s = -R_2 i \qquad [7]$$

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \qquad [8]$$

On fera attention à l'expression [7] : la tension et le courant sont dans le même sens, d'où le signe -.

Le gain en tension est donc négatif, et sa valeur ne dépend que des deux résistances R_1 et R_2, qui peuvent être très précises : contrairement aux montages à transistors, le résultat va être fiable et répétable !

Le calcul de l'impédance d'entrée est aussi simple :

$$Z_e = \frac{V_e}{i_e} \qquad [9]$$

$$Z_e = R_1 \qquad [10]$$

On voit ici les limites de ce montage amplificateur : pour obtenir un fort gain en tension, il faut augmenter R_2 et diminuer R_1 ; or, on va de ce fait diminuer l'impédance d'entrée. Comme celle ci devra rester suffisamment grande et que d'autre part, on ne peut pas augmenter R_2 au delà de quelques MΩ (problèmes de bruit, les imperfections des amplis réels deviennent sensibles...), le gain sera limité et ne pourra pas trop dépasser quelques centaines, ce qui est déjà très bon !

L'impédance de sortie sera nulle, comme celle de l'AOP, et comme celle de tous les autres montages basés sur un AOP :

$$Z_s = 0 \qquad [11]$$

- **Calcul par la méthode des schémas-blocs.**

  On a ici un réseau de deux résistances partant de l'entrée et aboutissant à la sortie, en passant par l'entrée - de l'ampli.

  Comment se ramener à un schéma équivalent à celui de la figure 4 ? D'abord, on remarque qu'aucun signal n'arrive sur l'entrée + de l'ampli : c'est un des cas où on va mettre un signe - au terme α. Ensuite, pour calculer α et B, il va falloir utiliser le théorème de superposition.

  Partant de ces deux remarques, on peut définir le quadripôle α (figure 6). Il devrait théoriquement arriver sur l'entrée + de l'ampli, on compensera le fait qu'il arrive sur l'entrée - par un signe -. Pour déterminer le quadripôle α, on utilise le théorème de superposition : on considère que V_s est égal à 0, seule compte la contribution de V_e. La valeur de α est alors triviale (pont diviseur) :

$$\alpha = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad [12]$$

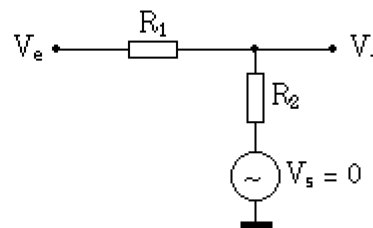


Fig. 6. Quadripôle α.

De la même manière, on va obtenir le quadripôle B : théorème de superposition, on "éteint" la source V_e, et ici, pas de signe -, car B reboucle bien sur l'entrée - de l'ampli.

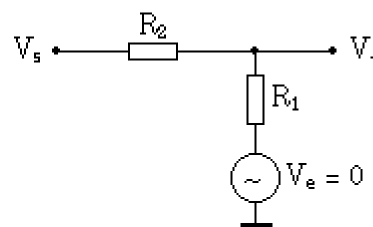


Fig. 7. Quadripôle B.

B vaudra :

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad [13]$$

Au final, si on applique le résultat de l'équation [4] à nos valeurs, on obtient bien :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \qquad [14]$$

On note que dans ce cas, la méthode des schémas-blocs est plus longue que l'utilisation de la loi d'ohm : nous l'avons déjà dit, elle devient "rentable" quand le schéma se complique, ou pour faire des simulations sur ordinateur (logiciels de tracé de courbes travaillant en complexes, calculateurs vectoriels et matriciels...)

2. Généralisation à des dipôles quelconques.

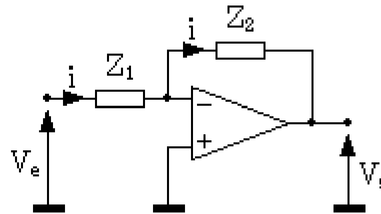


Fig. 8. Amplificateur inverseur généralisé.

On a précédemment établi un résultat pour deux résistances R_1 et R_2 ; on peut appliquer ce résultat à n'importe quels dipôles d'impédances Z_1 et Z_2. **La condition que Z_1 et Z_2 soient des dipôles est fondamentale**. Le gain en tension est le suivant :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{Z_2}{Z_1} \qquad [15]$$

Ceci ouvre la voie à tout une panoplie de filtres et correcteurs en fréquence divers et variés ; le gros avantage de l'AOP par rapport à des circuits purement passifs, c'est qu'on va pouvoir amplifier le signal à certaines fréquences, et non plus seulement l'atténuer, ce qui offre des débouchés nouveaux et intéressants.

3. Amplificateur non inverseur.

L'amplificateur non inverseur est le deuxième amplificateur de base. Pour calculer le gain en tension, on va se servir de l'équation [5] et en déduire :

$$V_e = V_- \qquad [16]$$

R_2 et R_1 forment un pont diviseur entre V_s et V_- , soit :

$$V_e = V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad [17]$$

On en tire :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad [18]$$

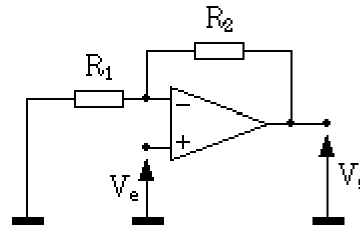


Fig. 9. Amplificateur non inverseur.

Le gain est non seulement positif (ampli non inverseur), mais il est aussi toujours supérieur à 1, alors que l'ampli non inverseur autorisait un gain (en valeur absolue) inférieur à 1, soit une atténuation. Notons que pour un ampli, cette caractéristique n'est pas trop gênante...

Pour ce qui est de l'impédance d'entrée, on attaque directement l'entrée de l'ampli : elle sera donc infinie dans le cas d'un AOP, et très grande dans tous les cas ; de plus, elle ne dépend pas du gain choisi, ce qui laisse plus de latitude dans le choix de R_1 et R_2 pour régler le gain que dans le cas du montage inverseur. L'impédance de sortie est nulle :

$$Z_e = \infty \quad [19]$$

$$Z_s = 0 \quad [20]$$

On a donc ici un ampli qui présente des caractéristiques idéales ! En pratique, seul le comportement en fréquence de l'amplificateur opérationnel réel viendra ternir le tableau.

On notera la simplicité de mise en œuvre du montage, comparé à un étage à transistor : impédances idéales, gain ajustable à loisir et de façon précise, voire réglable par un simple potentiomètre, transmission de signaux continus, tout ceci avec un seul amplificateur opérationnel (généralement en boîtier 8 broches) et deux résistances !

Tout comme pour l'amplificateur inverseur, une généralisation de ce montage est faisable avec n'importe quels dipôles d'impédance Z_1 et Z_2 remplaçant respectivement les résistances R_1 et R_2. l'expression du gain devient :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad [21]$$

4. Montage suiveur.

Ce montage est une extrapolation de l'ampli précédent, avec $R_1 = \infty$ et $R_2 = 0$. On obtient un montage tout simple, de gain unité, dont la seule fonction est l'adaptation d'impédance. On le placera donc en tampon entre deux portions de circuit de façon à les isoler l'une de l'autre pour prévenir toute interaction parasite.

Ce circuit est aussi idéal en entrée et en sortie d'un montage pour bénéficier d'impédance d'entrée infinie (ou presque) et d'impédance de sortie très basse.

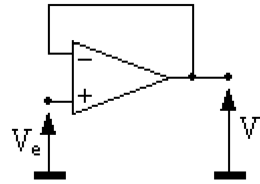


Fig. 10. Amplificateur suiveur.

B. MONTAGES OPÉRATIONNELS.

Après les fonctions d'amplification de base, on va voir plusieurs montages opérationnels, dans le sens où ils vont réaliser des opérations arithmétiques sur un ou plusieurs signaux.

1. Additionneur inverseur.

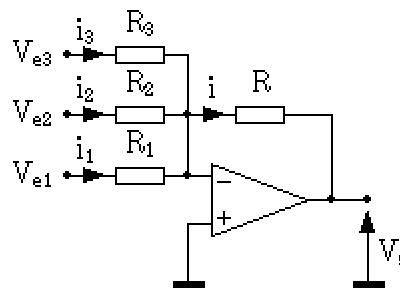


Fig. 11. Amplificateur sommateur inverseur.

On a souvent besoin de mélanger plusieurs signaux ensemble ; la difficulté réside dans le fait qu'il faut éviter toute interaction de réglage des gains affectés aux différentes entrées, ceci pour deux raisons :

- si on doit recalculer tout l'échafaudage à chaque modification du gain d'une entrée, ou en cas de rajout d'une entrée, le montage n'est pas vraiment pratique.

- on ne peut pas faire varier le gain de chaque voie indépendamment des autres, à l'aide d'un potentiomètre, par exemple, alors que c'est une fonction souvent demandée à ce genre de montage.

Le circuit décrit ici permet de s'affranchir de ces défauts.

À la base de ce montage, on retrouve l'amplificateur inverseur ; on avait vu que l'entrée inverseuse était considérée comme une masse virtuelle, et qu'aucun courant n'entrait dans l'AOP. De ce fait, chaque courant i_i ne dépend que de la tension d'entrée V_{ei} et de R_i relatif à sa branche : il n'y aura donc pas d'interaction entre les différentes entrées.

On a :

$$V_{e1} = R_1 i_1 \quad [22]$$

$$V_{e2} = R_2 i_2 \quad [23]$$

$$V_{e3} = R_3 i_3 \quad [24]$$

La loi des nœuds en V_- nous donne :

$$i = i_1 + i_2 + i_3 \quad [25]$$

En sortie, on a :

$$V_s = -R\,i \quad [26]$$

Au global, on obtient pour V_s :

$$V_s = -\left(V_{e1}\frac{R}{R_1} + V_{e2}\frac{R}{R_2} + V_{e3}\frac{R}{R_3}\right) \quad [27]$$

On voit qu'on peut ajuster le gain globalement en jouant sur R, et le gain de chaque entrée en jouant sur les résistances R_i. Ce montage offre donc toutes les souplesses.

On peut obtenir un additionneur inverseur pur en fixant toutes les résistances du montage à la même valeur.

Aux chapitre des inconvénients, l'impédance d'entrée de chaque voie i est égale à la résistance R_i :

$$Z_{ei} = R_i \quad [28]$$

La latitude de réglage citée précédemment baisse donc un peu du fait de cette contrainte, car plus le gain sera élevé, plus l'impédance d'entrée sera faible.

Comme d'habitude, l'impédance de sortie de ce circuit est voisine de 0.

2. Montage soustracteur (différentiel).

Ce montage permet d'amplifier la différence de deux signaux. C'est un montage de base très important en mesures.

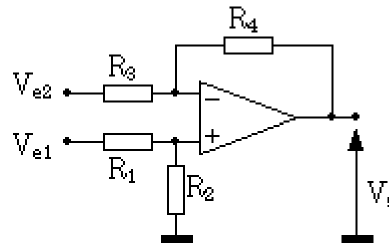


Fig. 12. Amplificateur différentiel.

Pour calculer le gain en tension de cet étage, on va faire appel à la formule du pont diviseur et au théorème de superposition. Le lien va encore être l'équation :

$$V_+ = V_- \qquad [29]$$

La tension sur l'entrée non inverseuse est :

$$V_+ = V_{e1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad [30]$$

La formule du pont diviseur est ici appliquée sans approximation, car l'impédance d'entrée de l'AOP est infinie.

Le calcul de la tension sur l'entrée inverseuse se fait en deux temps, et avec l'aide du théorème de superposition :

$$V_- = V_{e2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + V_s \frac{R_3}{R_3 + R_4} \qquad [31]$$

Des équations [29], [30] et [31], on tire :

$$V_s \frac{R_3}{R_3 + R_4} = V_{e1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{e2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \qquad [32]$$

La formule générale de la tension de sortie de ce montage est donc :

$$V_s = V_{e1} \frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_1}{R_2}} - V_{e2} \frac{R_4}{R_3} \qquad [33]$$

Tel quel, ce montage n'est pas un ampli de différence ; il faut imposer des conditions sur les résistances. Si on pose :

$$k = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \qquad [34]$$

en remplaçant k par sa valeur dans [33] et compte tenu de la propriété suivante :

$$k = \frac{1 + k}{1 + 1/k} \quad [35]$$

on obtient :

$$V_s = k\,(V_{e1} - V_{e2}) \qquad [36]$$

On a bien en sortie la différence des deux signaux d'entrée multipliée par le gain k.

Si les résistances ne sont pas bien appariées deux à deux dans le rapport de k (condition [34]), le gain ne sera plus purement différentiel ; il va apparaître un terme de mode commun. Ce défaut sera expliqué en détail dans le cours d'électronique 2 (Amplificateur d'instrumentation).

Les impédances d'entrée Z_{e1} et Z_{e2} sont difficiles à cerner, surtout celle de l'entrée inverseuse Z_{e2} ; on retiendra qu'elles sont différentes, ce qui peut poser des problèmes pour certaines applications.

On peut aussi définir une impédance d'entrée différentielle Z_{ed} et une de mode commun Z_{emc}. Une de ces impédances est constante, c'est l'impédance d'entrée différentielle Z_{ed} :

$$Z_{ed} = \frac{V_{e1} - V_{e2}}{i_{e1} - i_{e2}} = R_1 \qquad [37]$$

Cette valeur est équivalente à ce qu'on obtient avec l'amplificateur inverseur : elle est faible quand le gain devient élevé.

3. Montage intégrateur.

Nous attaquons ici les montages opérationnels plus sophistiqués que de simples additions ou soustractions.

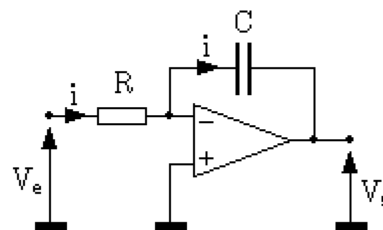


Fig. 13. Montage intégrateur.

Le calcul de la réponse V_s à un signal d'entrée V_e se traite comme dans le cas de l'amplificateur inverseur. On a :

$$V_e = R\,i \qquad [38]$$

En sortie, le condensateur a aux bornes de ses armatures une charge électrique q égale à :

$$q = C\,V_s \qquad [39]$$

Cette charge électrique est l'intégrale du courant i qui traverse le condensateur ; compte tenu du sens de i, on a :

$$q = \int -i\,dt \qquad [40]$$

Si on remplace dans [40] i et q par leur valeur en fonction de V_e et de V_s (équations [38] et [39]), on obtient :

$$V_s = -\frac{1}{RC}\int V_e\,dt \qquad [41]$$

On retrouve en sortie l'intégrale du signal d'entrée. Ce montage est délicat à utiliser et devra faire l'objet de précautions : en effet, la moindre tension continue présente à l'entrée (y compris et surtout une tension parasite) sera intégrée et générera une rampe en sortie. Il faudra donc prévoir des dispositifs annexes, soit un système de stabilisation, soit un système de remise à zéro de la sortie.

4. Montage dérivateur.

Ce montage est similaire au précédent et se traite de la même manière.

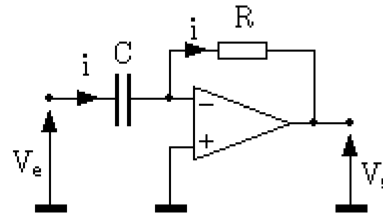


Fig. 14. Montage dérivateur.

En entrée et en sortie, on a :

$$V_s = -R\,i \qquad [42]$$

$$q = C\,V_e \qquad [43]$$

Le courant i est la dérivée de la charge électrique q présente sur les électrodes du condensateur :

$$i = \frac{dq}{dt} \qquad [44]$$

Au final, on obtient :

$$V_s = -RC\,\frac{dV_e}{dt} \qquad [45]$$

La sortie est proportionnelle à la dérivée de l'entrée. Comme pour le montage précédent, avec un amplificateur réel, on aura des difficultés à faire fonctionner ce circuit tel quel (système instable), et il faudra rajouter des éléments pour le rendre pleinement fonctionnel.

5. Montage logarithmique.

Dans ce montage, on retrouve la structure traditionnelle de l'ampli inverseur, mais avec une diode en contre-réaction. Cette diode, dont la caractéristique courant/tension est logarithmique va nous donner une fonction de transfert de ce type. En entrée, on a :

$$V_e = R\,i \qquad [46]$$

Et en sortie :

$$V_s = -V_d \qquad [47]$$

$$i = I_f\left(e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1\right) \qquad [48]$$

Lorsque le terme en exponentielle est significativement supérieur à 1 ($V_d > 50mV$ environ), on peut écrire :

$$V_d = \frac{kT}{q}\,\mathrm{Log}\left(\frac{i}{I_f}\right) \qquad [49]$$

Soit, en remplaçant i par sa valeur :

$$V_s = -\frac{kT}{q}\,\mathrm{Log}\left(\frac{V_e}{RI_f}\right) \qquad [50]$$

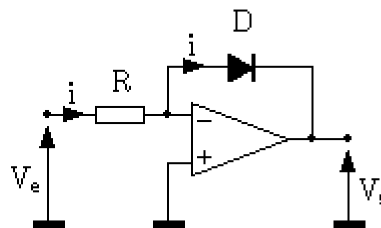


Fig. 15. Montage logarithmique.

En sortie, on trouve bien une fonction logarithmique du signal d'entrée. Tel quel, ce montage aurait peu d'intérêt ; mais, si on se rappelle qu'additionner des logarithmes revient à faire une multiplication, on en perçoit l'utilité !

En pratique, et une fois de plus, ce montage (bien que fonctionnel) n'est pas utilisé tel quel : d'abord, il ne fonctionne que pour des tensions d'entrée positives, et il nécessite de sérieuses compensations thermiques pour permettre des opérations

précises. De plus, on remplace souvent la diode par une jonction base-émetteur de transistor, linéaire sur une plus grande plage de courant.

6. Montage exponentiel.

Pour multiplier deux signaux, il ne suffit pas de prendre le Log de chacun des signaux, et d'additionner ; il faut ensuite prendre l'exponentielle du résultat. Ce circuit est fait pour ça.

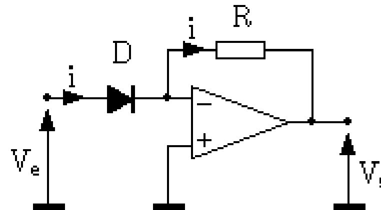


Fig. 16. Montage exponentiel.

Par des calculs analogues aux précédents, on démontre facilement et de la même manière :

$$V_s = -RI_f \, e^{\frac{qV_e}{kT}} \qquad [51]$$

En pratique, on trouve des circuits intégrés tout faits comprenant le montage Log, le montage exponentiel, ainsi que les compensations thermiques et diverses possibilités de réglage de gain. Ces montages sont des multiplieurs analogiques, et servent notamment, en mesures, à linéariser certains capteurs. A noter que ces composants sont délicats, coûteux, et présentent des dérives importantes. L'utilité de tels montages est devenue douteuse avec l'introduction massive du traitement numérique.

C. FILTRAGE.

L'amplificateur opérationnel ouvre les portes d'une kyrielle de fonctions de filtrage, qu'on dénomme filtres actifs, par opposition aux filtres passifs (fabriqués avec des composants du même nom) qui ne peuvent qu'atténuer le signal. Avec un AOP, on va pouvoir amplifier certaines fréquences autant qu'en atténuer d'autres.

Il est hors de question d'aborder ici tous les filtres possibles (exercice qui n'a de limite que la créativité humaine !) : le lecteur désireux d'approfondir le sujet pourra consulter des ouvrages spécialisés dans le filtrage, et aussi les data books des fabricants d'amplificateurs, qui sont bien souvent une mine d'idées gratuites (qu'on retrouve d'ailleurs souvent telles quelles dans des livres chers...).

Les filtres classiques d'ordre 1 présentent peu d'intérêt en filtrage actif, l'apport étant faible (au mieux, adaptation d'impédance) par rapport au filtrage passif.

Nous allons voir deux filtres du deuxième ordre dont la fonction de transfert présente des racines imaginaires ; ceci n'est possible en filtrage passif que si on fait appel à des inductances, qui sont des composants encombrants, rares, imprécis et coûteux. Grâce à l'AOP, on va faire de tels filtres uniquement avec des résistances et des condensateurs.

1. Passe bas 2e ordre.

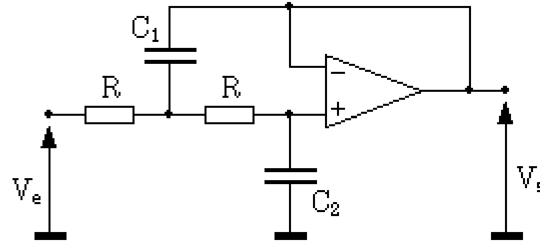


Fig. 17. Filtre passe bas du deuxième ordre.

On peut remarquer qu'à la base, la structure ressemble fort à deux filtres passifs R-C passe bas concaténés. La différence vient du fait que le premier condensateur n'est pas relié à la masse, mais à la sortie du filtre qui est isolée de la deuxième cellule passe-bas par un montage suiveur.

La réponse en fréquence de ce montage est du type :

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2RC_2 j\omega - R^2 C_1 C_2 \omega^2} \qquad [52]$$

La fonction de transfert "générique" d'un filtre passe bas d'ordre 2 est du type :

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2zj\dfrac{\omega}{\omega_0} - \dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}} \qquad [53]$$

On identifie les deux formules pour les valeurs suivantes de ω_0 et z :

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}} \qquad [54]$$

$$z = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \qquad [55]$$

Le réseau de courbes de réponse en fréquence (amplitude et phase) de ce filtre est donné en annexe 1 en fonction du coefficient de surtension z.

2. Passe haut 2e ordre.

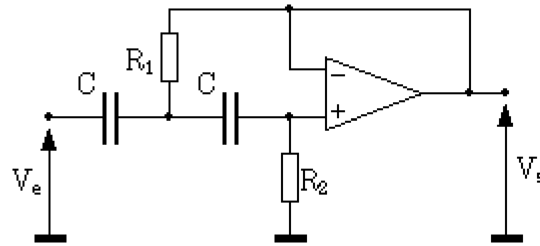


Fig. 18. Filtre passe haut du deuxième ordre.

La topologie de ce filtre est la même que celle du précédent, sauf qu'on a permuté les résistances et les condensateurs. La fonction de transfert est :

$$H(j\omega) = \frac{-R_1R_2C^2\omega^2}{1 + 2R_1Cj\omega - C^2R_1R_2\,\omega^2} \qquad [56]$$

La pulsation de cassure et le coefficient de surtension de ce filtre sont :

$$\omega_o = \frac{1}{C\sqrt{R_1\,R_2}} \qquad [57]$$

$$z = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \qquad [58]$$

La réponse en fréquence (amplitude et phase) de ce filtre est donnée en annexe 2.

Il est possible de concaténer les deux filtres précédents, et de les combiner avec des filtres du premier ordre pour obtenir un filtre d'ordre plus élevé. Des ouvrages traitant des filtres donnent les valeurs des fréquences de cassure et coefficients de surtension adéquats pour obtenir la réponse en fréquence désirée.

D. MONTAGES NON LINÉAIRES.

Les montages précédents sont qualifiés de "linéaires" car l'amplificateur fonctionne avec la condition $V_+ = V_-$, soit dans sa plage de fonctionnement en amplificateur linéaire. Il convient de noter que certains des montages étudiés (ex : montage logarithmique) ne sont pas linéaires ! Mais, l'amplificateur, lui, fonctionne en mode linéaire.

Nous allons voir maintenant plusieurs montages (et il en existe bien d'autres) dans lesquels cette condition n'est plus vérifiée.

Pour ce faire, on va forcer artificiellement les deux entrées à des valeurs différentes, ce qui impliquera en sortie, du fait du gain infini (très grand pour les amplis réels), que l'ampli ne pourra prendre que deux valeurs : V_{sat+} et V_{sat-}, qui sont respectivement les tensions de saturation positive et négative de l'ampli. En effet , ce dernier est alimenté par deux sources de tension dont on ne pourra pas dépasser la valeurs en sortie.

Vu que l'ampli ne peut prendre que les deux valeurs des tension en sortie, ces montages sont appelés montages en commutation, et peuvent être interfacés avec des circuits logiques, qui ne connaissent, eux aussi, que deux états.

1. Comparateur de tensions.

C'est un montage qui sert de base à de nombreux autres schémas plus élaborés.

Le principe est simple : on compare un signal d'entrée à une tension de référence, et selon que la valeur du signal est supérieure ou inférieure à la référence, l'ampli prendra l'une ou l'autre des valeurs V_{sat+} ou V_{sat-} en sortie.

Il existe deux configurations : le comparateur non inverseur (signal sur l'entrée +) et le comparateur inverseur (signal sur l'entrée -). Dans le premier cas, si la référence est égale à 0, la sortie vaut V_{sat+} quand le signal est positif et V_{sat-} sinon. Dans le deuxième cas, on a l'inverse.

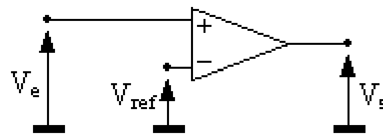


Fig. 19. Comparateur non inverseur.

Si on met un signal sinusoïdal à l'entrée, les chronogrammes d'entrée et de sortie sont :

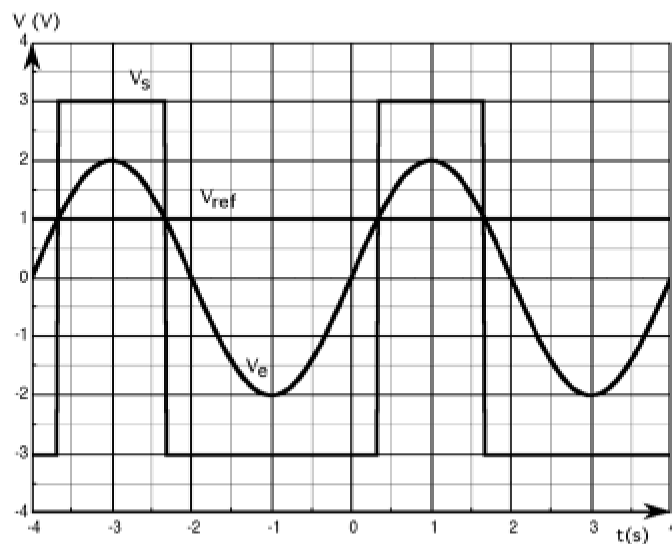


Fig. 20. Comparateur : chronogrammes

Important : ce montage est souvent fait avec des amplificateurs opérationnels, mais on remplacera avantageusement ce composant par un comparateur différentiel, qui est une sorte d'amplificateur à grand gain et deux entrées aussi, mais qui est prévu pour fonctionner en mode non linéaire (commutation) de façon

bien plus rapide qu'un ampli op qui n'a pas des caractéristiques exceptionnelles dans ce domaine. De plus, ces composants sont souvent conçus pour fonctionner avec une seule alimentation 0-5V de manière à s'interfacer facilement avec des composants logiques.

2. Trigger.

Ce montage est très utilisé dans tout système de mesure où l'on doit détecter un seuil : il est donc fondamental.

Il est une évolution du comparateur, destinée à améliorer les performances avec des signaux bruités.

Il existe plusieurs schémas possibles. Le montage suivant a été choisi comme cas d'école :

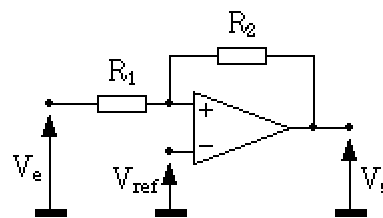


Fig. 21. Trigger.

A première vue, ce montage ressemble à un ampli inverseur, mais, il ne faut pas se tromper : le réseau de résistances R_1, R_2 est relié à l'entrée +, ce qui fait que cette fois, le signal de sortie revient en phase sur l'entrée ; on a non plus une contre réaction, mais une réaction positive (effet boule de neige), ce qui entraîne la divergence de la tension de sortie vers une des valeurs V_{sat+} ou V_{sat-} .

Dans ce montage (et les autres montages non linéaires), l'amplificateur fonctionne en comparateur : comme le gain est infini (ou très grand), on a les relations :

$$V_+ > V_- \Rightarrow V_s = V_{sat+} \qquad [59]$$

$$V_+ < V_- \Rightarrow V_s = V_{sat-} \qquad [60]$$

Ici, la valeur de V_- est triviale :

$$V_- = V_{Ref} \qquad [61]$$

Et la valeur de V_+ se calcule aisément à l'aide du théorème de superposition :

$$V_+ = V_e \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad [62]$$

Le basculement de la sortie de l'ampli se fait pour $V_+ = V_-$:

$$V_e = V_{Ref}\frac{R_1 + R_2}{R_2} - V_s\frac{R_1}{R_2} \qquad [63]$$

Dans cette formule, il faut garder à l'esprit que V_s ne peut prendre que les deux valeurs V_{sat+} et V_{sat-} .

Dans le cas particulier où $V_{ref} = 0$ et $V_{sat+} = |V_{sat-}| = V_{sat}$, on aura :

$$V_e = \pm V_{sat}\frac{R_1}{R_2} \qquad [64]$$

La figure 22 donne les signaux d'entrée, de sortie, et de l'entrée + de l'amplificateur, pour R_1=10kΩ et R_2=33kΩ :

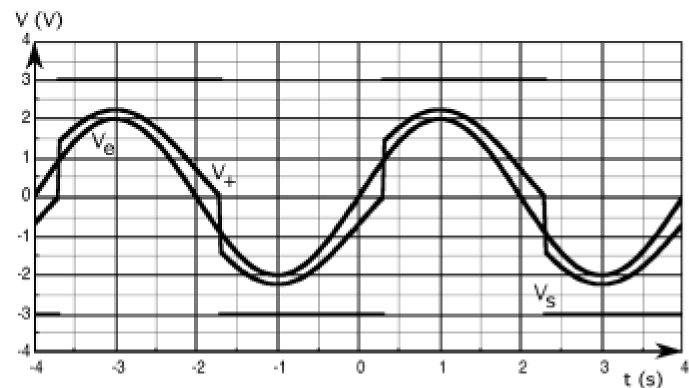


Fig. 22. Signaux sur le trigger

En fait, tout se passe comme si on avait un comparateur de tension ayant deux seuils de basculement liés aux états de la sortie : quand la sortie est à l'état bas, le seuil a une valeur haute ; passé ce seuil, la sortie bascule à l'état haut, et le seuil prend une valeur basse. De ce fait, pour faire rebasculer la sortie à l'état bas, il faut que le signal diminue d'une quantité supérieure à la valeur l'ayant faite basculer précédemment : c'est l'hystérésis du trigger.

Un trigger est caractérisé par son cycle d'hystérésis (la réponse est différente suivant la valeur de l'état de la sortie).

Le cycle relatif aux signaux de la figure 22 (mêmes valeurs de composants) est le suivant :

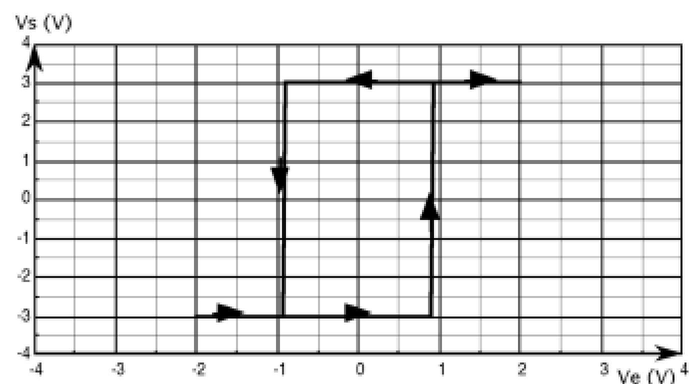


Fig. 23. Cycle d'hystérésis du trigger

Ce cycle est centré autour de zéro, qui est la valeur de la tension de référence V_{ref}. On y voit les deux seuils de basculement de la sortie ; La différence de ces deux seuils est la valeur de l'hystérésis.

Ce cycle est ici symétrique pour deux raisons :

- $V_{ref} = 0$

- $V_{sat+} = |V_{sat-}| = V_{sat}$

Si on modifie ces valeurs, le cycle va devenir asymétrique par rapport à la tension de référence.

Quelle est l'utilité d'un tel montage ? Lorsqu'on doit transformer un signal analogique en signal numérique binaire (deux états définis par une valeur de seuil sur le signal analogique), si le signal d'entrée varie très lentement et/ou est bruité, on peut avoir un phénomène oscillatoire en sortie de l'amplificateur dû au bruit ou à des réactions parasites de la sortie sur l'entrée. Pour prévenir ces oscillations, on "verrouille" le signal de sortie en en réinjectant une partie sur l'entrée +. Pour qu'il y ait des oscillations parasites, il faut que la tension d'entrée varie de l'opposé de la valeur de l'hystérésis juste après le basculement. Cette dernière est ainsi ajustée en fonction du bruit présent sur le signal d'entrée.

Comme pour le montage comparateur vu précédemment, un comparateur différentiel remplacera avantageusement l'amplificateur opérationnel.

3. Multivibrateur astable.

Le but de ce montage est de délivrer un signal carré en sortie : c'est un générateur de signal autonome.

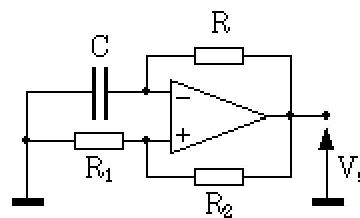


Fig. 24. Multivibrateur astable.

Sur le schéma, on peut distinguer un trigger légèrement différent de celui de la figure 21 : l'entrée se fait sur l'entrée - de l'ampli ; l'hystérésis se fait là aussi par un réseau de résistances en réaction positive sur l'entrée +, une des extrémités de R_1 étant reliée à la tension de référence (ici, la masse).

L'entrée est connectée ici à un circuit R-C alimenté par la sortie de l'amplificateur.

Un oscillogramme est donné en figure 25, qui permet de mieux comprendre le fonctionnement de ce montage.

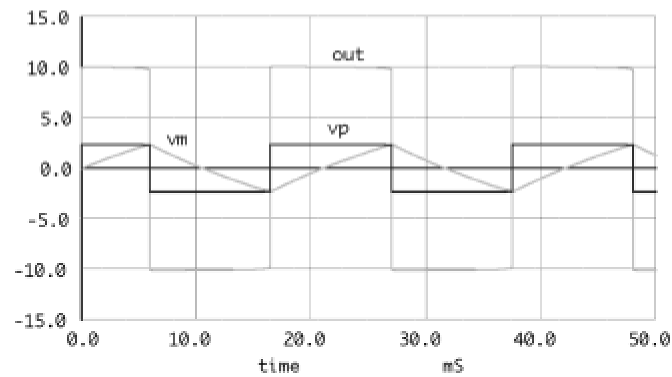


Fig. 25. Signaux sur un multivibrateur

Nous ferons l'hypothèse que $V_{sat+} = |V_{sat-}| = V_{sat}$.

Supposons qu'à la mise sous tension, le condensateur soit déchargé, et que $V_s=+V_{sat}$. La tension aux bornes de V_+ est donnée par la relation suivante (elle est positive) :

$$V_+ = V_{sat}\frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad [65]$$

La sortie alimente un circuit R-C, et C se charge selon la loi exponentielle suivante :

$$V_C = V_- = V_{sat}\left(1 - e^{\frac{-t}{RC}}\right) \qquad [66]$$

Lorsque $V_- = V_+$, le trigger bascule (voir figure 25), et on applique alors une tension $-V_{sat}$ sur le R-C qui devra se décharger de la valeur de l'hystérésis du trigger avant que la sortie ne bascule à nouveau, et ainsi de suite.

Avec les hypothèses précédentes ($V_{sat+} = |V_{sat-}| = V_{sat}$), on aura en sortie du multivibrateur un signal carré (rapport cyclique égal à 0.5), de fréquence égale à :

$$f = \frac{1}{2\pi RC \ln\left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right)} \qquad [67]$$

En pratique, le signal aura un rapport cyclique différent de 1/2 car les tensions de saturation de l'ampli ne sont pas égales, et varient avec la température, la charge...

Pour obtenir un signal "carré" convenable, on utilisera un ampli à fort slew rate, ou beaucoup mieux, comme pour le trigger, un comparateur différentiel.

Ce type de montage est important du point de vue principe, mais en pratique, il existe des solutions beaucoup plus "propres" pour générer un signal carré. On n'utilisera donc ce montage qu'à titre de dépannage !

4. Redresseur sans seuil.

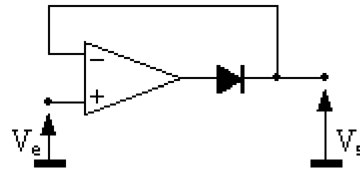


Fig. 26. Redresseur sans seuil.

On a vu dans le cours sur les diodes que le gros problème de ce composant, pour redresser des faibles tensions, provient de son seuil élevé (>0.5V pour le silicium), qui dépend en plus de la température. Cette caractéristique interdit le redressement de faibles signaux avec une précision décente. L'amplificateur opérationnel va nous aider !

Le montage est celui de la figure 26 : le montage ressemble à un suiveur auquel on a adjoint une diode en série avec l'amplificateur.

Pour des tensions d'entrée négatives, la sortie de l'ampli va avoir tendance à devenir négative, mais, elle est bloquée par la diode : il n'y a pas de contre-réaction, car le signal de sortie de l'ampli ne peut pas revenir sur l'entrée -. Dans ce cas, la tension de sortie de l'amplificateur va prendre la valeur V_{sat-}, et la tension de sortie du montage va être nulle.

Lorsque la tension d'entrée va devenir positive, la sortie de l'amplificateur va devenir positive aussi, et elle va augmenter jusqu'à la valeur de la tension de seuil de la diode, et la contre réaction sur l'entrée - va pouvoir se faire, la tension en sortie de l'ampli prenant la valeur $V_d + V_e$, de manière à ce que V_+ soit égal à V_- (donc à V_s).

En bilan, pour des tensions positives, $V_s = V_e$, et pour des tensions négatives, $V_s = 0$: on a un redresseur idéal.

5. Détecteur de crête.

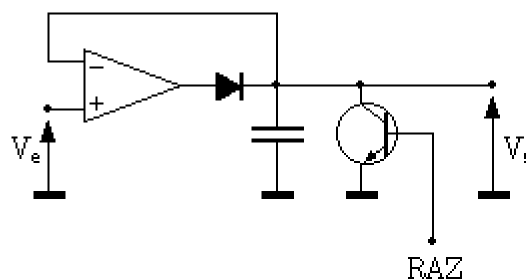


Fig. 27. Détecteur de crête.

Pour conserver la valeur crête d'une tension, on peut commencer par redresser celle-ci, et en adjoignant un condensateur au montage redresseur précédent, il est possible de garder en mémoire la valeur de crête.

Le fonctionnement est le même que pour le redresseur sans seuil, sauf que le condensateur va se charger, et quand la tension d'entrée va diminuer, le condensateur va conserver sa charge (à condition que l'entrée - de l'ampli soit à très haute impédance et que la charge de sortie ait aussi une très haute impédance - montage suiveur par exemple), et la diode va se bloquer, car la tension de sortie va diminuer jusqu'à la valeur $-V_{sat}$ (plus de contre réaction à cause de la diode).

Il faut prévoir un dispositif annexe pour décharger le condensateur afin de faire une nouvelle mesure : sur le schéma, on a placé un simple transistor de façon schématique, mais celui-ci pourra être remplacé avantageusement par un commutateur analogique à base de FET ou de MOS.

NB : dans ce montage, on peut remplacer la diode par un commutateur analogique bi-directionnel commandable en tension. On va alors pouvoir bloquer le signal à l'instant désiré et le conserver ; c'est le principe de base de l'échantillonneur-bloqueur (voir cours d'électronique 2).

IV. L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL RÉEL.

Avant d'attaquer tous les défauts de l'amplificateur réel, et afin de mieux les comprendre, nous allons étudier un schéma de principe de cet amplificateur.

Ce schéma n'est évidemment pas un schéma réel, mais il contient tous les ingrédients fondamentaux d'un amplificateur ; c'est cette architecture qui est aussi utilisée dans des montages de puissance (amplificateurs HIFI et industriels), et donc, la compréhension de cette architecture est importante et permettra d'investiguer des domaines autres que celui de l'amplificateur opérationnel.

A. SCHÉMA INTERNE DE PRINCIPE.

Sur le schéma de la figure 28, nous avons représenté les deux alimentations V_{al+} (positive) et V_{al-} (négative), les deux entrées V_+ et V_-, et la sortie V_s de l'amplificateur.

L'ampli est constitué de trois étages :

- un étage d'entrée différentiel (T_1 et T_2), avec sa charge d'émetteurs (source de courant I_1) et ses charges de collecteurs (miroir de courant T_3 et T_4).

- un étage de gain formé de T_5 et de sa charge active I_2.

- un étage de sortie push pull constitué par les transistors T_6 et T_7 polarisés par les diodes D_1 et D_2.

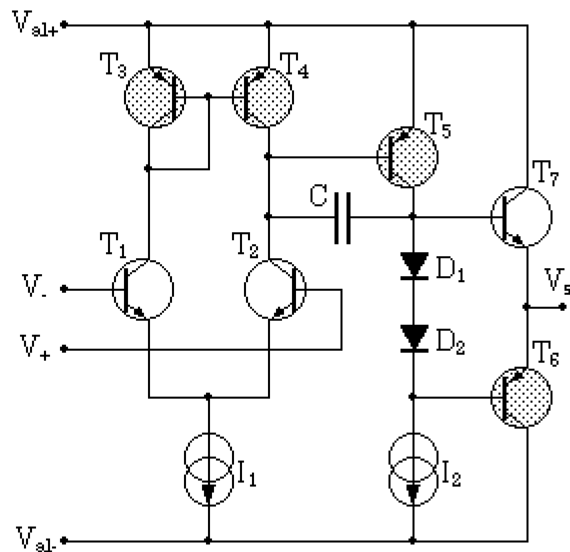


Fig. 28. Schéma de principe d'un amplificateur.

- **Étage différentiel :**

  On a représenté ici un étage différentiel classique : deux transistors montés dans une configuration de type émetteur commun (entrée sur la base, sortie sur le collecteur) avec les deux émetteurs reliés à une source de courant. Cette source I_1 doit être la plus proche possible de l'idéal, car la valeur de sa résistance interne détermine le taux de réjection du mode commun.

  Les charges de collecteur ne sont pas des résistances, mais des charges actives, constituées des transistors T_3 et T_4 montés en miroir de courant : le transistor T_3 est utilisé en diode (le collecteur est relié à la base), et détermine le potentiel de base de T_4, donc son courant de collecteur. Sur le circuit intégré, on peut construire T_3 et T_4 de manière à ce qu'ils aient les mêmes caractéristiques de gain, V_{be}... (idem pour T_1 et T_2) : le courant dans la branche T_1/T_3 sera le même que celui de la branche T_2/T_4.

  On démontre que le miroir de courant est une astuce permettant de doubler le gain de l'étage différentiel.

  La sortie de cet étage se fait sur le collecteur de T_2, et c'est la résistance dynamique de T_4 (le $1/h_{22}$) qui charge T_2. Le gain sera donc plus élevé que si on avait une simple résistance à la place de T_4.

  Le gain de cet étage est de l'ordre de 100.

  L'impédance d'entrée différentielle de ce montage est égale à $2h_{11}$ (le h_{11} de T_1 ou de T_2). Pour que cette impédance soit grande (1MΩ pour un µA741), il faut que le courant de polarisation de base soit très faible (quelque dizaines de nA).

Les amplificateurs plus récents font en général appel à des transistors FET en entrée (LF356 de NS, TL081 de Texas...) voire MOS (LMC660). La structure de l'étage reste similaire.

En pratique, les montages sont un peu plus compliqués, et les transistors T_1 et T_2 sont souvent remplacés par 4 transistors, deux collecteurs communs qui attaquent deux bases communes. C'est une astuce technologique permettant d'améliorer la plage d'entrée différentielle de l'ampli.

- **L'étage de gain :**

Le deuxième étage est très simple, c'est un montage émetteur commun constitué de T_5, chargé par une source de courant (en général, c'est encore un montage à miroir de courant) : la charge dynamique de T_5 est donc la résistance parallèle de la source de courant I_2 ; le gain est très élevé (environ 1000, ce qui fait un ordre de grandeur de 10^5 pour l'ensemble !).

On note la capacité C entre base et collecteur du transistor T_5 : c'est une capacité destinée à la compensation de l'amplificateur ; la fréquence de cassure de ce filtre est très basse (quelques dizaines d'hertz) et permet à la plupart des amplis d'être inconditionnellement stables. Cette capacité utilise l'effet miller : le filtre est constitué de l'impédance de sortie du premier étage (très élevée) et de la capacité C, le tout multipliée par le gain en tension du deuxième étage. On peut obtenir une fréquence de cassure très faible avec une capacité très petite (quelques dizaines de pF), qui peut ainsi être intégrée sur la puce.

- **L'étage de sortie :**

C'est un étage push pull constitué de deux transistors complémentaires qui fonctionnent en collecteur commun, T_7 pour les alternances positives, et T_8 pour les alternances négatives. Ces transistors sont polarisés par les deux diodes D_1 et D_2 afin de limiter la distorsion de croisement.

Du point de vue petits signaux, cet étage de sortie (et sa charge, qui est déterminée par l'utilisation que l'on fait de l'ampli, et donc, va varier) vient se mettre en parallèle sur la charge de collecteur de T_5 : le gain de l'étage intermédiaire va ainsi dépendre de la charge qu'on connectera en sortie de l'ampli.

Dans les amplis réels, l'étage de sortie est plus complexe, et comprend notamment des étages de protection contre les courts-circuits, qui vont limiter le courant de sortie de l'ampli à des valeurs raisonnables.

B. ALIMENTATION.

Comme pour tout composant dit "actif", notre amplificateur ne va pas sortir du néant l'énergie qu'il fournit à l'extérieur. Il va falloir l'alimenter afin de polariser tous les transistors qui le composent.

Sur le schéma de la figure 28, on voit deux entrées d'alimentation, V_{al+} et V_{al-}. On remarque que nulle part sur ce schéma, la masse n'est présente ! En pratique, les deux alimentations sont référencées à la masse, et ce sont les tensions d'entrée qui vont fixer tous les potentiels par rapport à la masse, du fait de la contre réaction (la tension de sortie est liée aux tensions d'entrée qui sont liées à la masse).

Cette caractéristique est intéressante, et va nous permettre d'alimenter l'amplificateur opérationnel de deux manières différentes :

- symétrique : on alimente l'ampli par deux sources égales et opposées. Tout l'ampli est ainsi polarisé symétriquement par rapport à la masse. C'est le mode d'alimentation le plus courant. Il faut noter que les deux tensions peuvent être inégales : le fonctionnement de l'ampli ne sera pas affecté, mais la plage de sortie sera limitée par l'alimentation la plus faible (signaux symétriques par rapport à la masse).

- unipolaire : V_{al+} est relié à une alimentation positive et V_{al-} est relié à la masse. Ce système est pratique pour un fonctionnement sur piles ou batteries, mais il faudra alors polariser les signaux d'entrée à une valeur convenable pour que l'ampli fonctionne correctement (il n'y a pas de miracles, c'est un système à transistors qui nécessite une polarisation !). Ce mode de fonctionnement interdit l'amplification de signaux continus.

Les tensions d'alimentation des amplificateurs opérationnels courants peuvent varier dans une large gamme, typiquement de ±2.5V à ±5V mini jusqu'à ±18V à ±22V maxi.

Certains amplis sont spécialisés dans les basses tensions (alimentation par pile) et d'autres dans des tensions plus élevées. Pour des applications particulières, on consultera l'abondante documentation fournie par les constructeurs.

Certains amplificateurs rapides nécessitent un découplage soigné des alimentations : on mettra un condensateur de découplage (typiquement 10 à 100nF céramique) entre chaque borne d'alimentation et la masse, ceci aux plus près des broches d'alimentation. Sans ces précautions, on pourra avoir des montages présentant des fonctionnements erratiques, voire des oscillations parasites aboutissant à la destruction de l'ampli (cas du LM318 !).

Outre la plage de tensions d'alimentation, les amplificateurs sont caractérisés par leur **courant de consommation** : il faut alimenter tous les composants internes pour les polariser. Le courant de polarisation va être plus ou moins important selon la conception de l'ampli, et le compromis recherché : il existe des amplis à très faible courant de consommation, destinés principalement aux applications fonctionnant sur piles et batteries ; en corollaire, leurs performances en fréquence seront médiocres (voir cours sur les transistors : plus la polarisation est faible, plus les impédances mises en jeu sont grandes, et plus les capacités parasites des transistors prennent de l'importance, dégradant le comportement à haute fréquence). A côté de ces amplis, il en existe d'autres à courant de consommation élevé, ayant des bonnes performances en haute fréquence.

Certains amplificateurs, dits "programmables" ont une possibilité de réglage du courant de polarisation (et donc du compromis consommation/rapidité), et peuvent ainsi s'adapter au besoin de l'utilisateur.

Exemples de courants de consommation :

- LM4250 : réglable de 1 à 250µA

- LF441 : 200µA

- µA741 : 2mA

- LM318 : 5mA

Ces amplis sont donnés du plus lent au plus rapide : produit gain-bande passante de 10 à 300kHz pour le LM4250, 1MHz pour le 741, et 15MHz pour le LM318.

C. CARACTÉRISTIQUES D'ENTRÉE.

0. Impédances d'entrée.

On a vu que l'amplificateur différentiel présentait deux impédances d'entrée différentes : l'impédance différentielle, relative à la différence de tension entre les deux entrées, et l'impédance de mode commun. On va s'aider du schéma de la figure 28 pour interpréter ces deux impédances.

- **Impédance différentielle.**

Sur le schéma de la figure 28, l'impédance différentielle correspond à $2h_{11}$ et dépend directement du courant de polarisation choisi.

En pratique, cette valeur sera comprise entre quelque centaines de kΩ et quelques dizaines de MΩ pour les amplis à transistors d'entrée bipolaires.

Les amplis à transistors d'entrée JFET présenteront des impédances beaucoup plus élevées, couramment de l'ordre de 10^{12}Ω.

Il existe aussi des amplis en technologie MOSFET qui ont des impédances supérieurs à 10^{15}Ω : nous ne sommes vraiment pas loin de l'infini de l'AOP !

Il convient de noter que la tension d'entrée différentielle sera toujours voisine de zéro (en fonctionnement linéaire) : le courant différentiel consommé sera donc extrêmement faible, même si les résistances connectées à l'ampli ont des valeurs voisines de l'impédance d'entrée de celui-ci. On pourra donc dans la majorité des cas négliger l'impédance d'entrée dans les calculs.

- **Impédance de mode commun.**

On peut voir cette impédance comme celle de deux montages collecteur commun en parallèle dont la charge commune d'émetteur est une source de courant de résistance dynamique très élevée. Vue de l'entrée, cette

résistance est multipliée par le gain des transistors : elle sera très élevée dans tous les cas, et donc négligée dans les calculs.

1. **Tension de décalage d'entrée (offset).**

C'est un des principaux défauts de l'amplificateur réel, et pour des forts gains en tension et/ou des faibles tensions d'entrée, on devra en tenir compte.

Cette tension est due au fait que les transistors d'entrée ne sont pas rigoureusement identiques (T_1 et T_2 sur la figure 28), et que pour obtenir une tension nulle en sortie, il faudra appliquer une tension différentielle non nulle à l'entrée, cette tension étant l'écart de V_{be} de T_1 et T_2 à courant de collecteur donné.

Quand on modélise un montage à amplificateur opérationnel avec une erreur d'offset, on le représente en général par le schéma suivant :

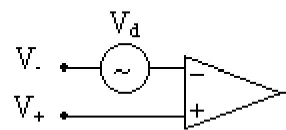


Fig. 29. Erreur d'offset.

Cette représentation n'est pas forcément judicieuse, car on peut obtenir des courants parasites dûs à cette source dans les composants d'entrée, alors qu'en fait, l'écart de courant ne peut venir que de la sortie qui compense la tension de décalage ; en effet, on aura la relation :

$$s = A_{vd}(V_+ - V_- + V_d) \quad [68]$$

Avec une telle relation, quand l'ampli fonctionne en mode linéaire, on n'a plus $V_+ = V_-$, mais $V_+ = V_- + V_d$. A noter que V_d est une valeur algébrique, et peut être positive ou négative.

Pour les montages en commutation (comparateurs et triggers entre autres), le seuil de basculement sera lui aussi défini par la relation $V_+ = V_- + V_d$.

Ordres de grandeur : V_d va valoir de quelques dizaines de µV pour des amplis de mesure (OP27 : 25µV) à une dizaine de mV pour des amplis à entrée JFET standards (TL081 par exemple).

2. **Courants de polarisation.**

Sur le schéma de la figure 28, on remarque qu'il n'y a aucun circuit de polarisation des bases des transistors d'entrée T_1 et T_2. Par conséquent, cette polarisation devra être assurée par les composants externes du montage à amplificateur.

Si on reprend l'exemple du montage amplificateur inverseur de la figure 5, la polarisation des bases se fera directement par la masse pour l'entrée +, et par la masse et la sortie de l'ampli via R_1 et R_2 pour l'entrée -. Le courant de polarisation de la base de T_1 va donc circuler dans ces deux résistances, en y créant au passage des chutes de tension parasites.

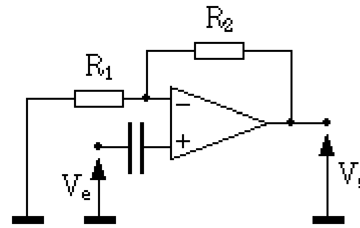


Fig. 30. Ce qu'il ne faut pas faire !!!

Une remarque importante qui découle de ceci est qu'il faut toujours laisser le passage du courant continu vers **les deux** entrées de l'ampli ; il est hors de question de couper ce chemin par un ou plusieurs condensateurs : le montage ne serait alors plus fonctionnel.

Dans l'exemple de la figure 30, on coupe le chemin de la polarisation de l'entrée + ; T_2 (cf figure 28) ne peut pas être polarisé, et l'ampli ne fonctionne plus.

Si on voulait vraiment mettre un condensateur en série avec le signal d'entrée pour bloquer sa composante continue, il faudrait rajouter une résistance entre l'entrée + et la masse, de manière à laisser passer le courant de polarisation.

Ordre de grandeur des courants de polarisation :

- de 30à 500nA pour un µA741, les fortes valeurs étant obtenues à chaud.

- de 3 à 20nA pour un LM627 (ampli rapide de précision)

- de 30pA à 50nA pour un LF356 (entrées JFET) : le courant devient important à chaud !

Le courant de polarisation peut être rentrant ou sortant, selon le type de transistors utilisés en entrée (NPN ou PNP).

3. Courants de décalage.

Le courant de décalage est le pendant de la tension d'offset pour les courants de polarisation : comme les transistors d'entrée sont dissymétriques, les courants de base seront aussi différents. Le courant de décalage est égal à :

$$I_d = I_+ - I_- \qquad [69]$$

Ce courant, en circulant dans les résistances connectées à l'ampli va créer une chute de tension parasite qui va s'ajouter à la tension d'offset.

Les ordres de grandeurs de ces courants sont d'environ 1/20e à 1/5e de la valeur des courants de polarisation.

4. Plages de tensions d'entrée.

On a déjà largement abordé les problèmes de polarisation des amplificateurs, et la figure 28 montre le principe des montages utilisés.

Sur cette figure, on voit qu'il ne faudra pas dépasser certaines limites pour les tensions d'entrée sous peine de dégrader le fonctionnement, voire de détruire l'amplificateur.

En pratique, les constructeurs donnent des plages de tension à respecter :

- absolues pour chaque entrée : elles dépasseront rarement les valeurs des tensions d'alimentation. Les entrées sont souvent reliées aux tensions d'alimentation par des diodes connectées en inverse pour le fonctionnement normal, et qui deviennent passantes quand les tensions d'entrée dépassent les valeurs des tensions d'alimentation ; le courant est limité par les résistances câblées en série avec les entrées. Si on applique directement un signal trop élevé sur une des entrées (cas de l'ampli non inverseur), on détruit le composant.

- différentielles : ces valeurs peuvent être faibles (±0.7V, soit la valeur d'un V_{be} , dans le cas ou on bride les deux entrées avec deux diodes connectées tête bêche).

- de mode commun (souvent les tensions d'alimentation moins quelques volts). Au delà des limites de mode commun admises, la polarisation des étages d'entrée ne se fait plus correctement.

En bref, il ne faut pas faire n'importe quoi avec un amplificateur opérationnel, et si on a des cas de fonctionnement limites, il faudra s'assurer qu'ils sont autorisés par l'ampli choisi. Tout est ici affaire de compromis, et il existe une grande variété d'amplis sur le marché autorisant certains modes de fonctionnement au détriment d'autres : il faut choisir le bon composant en fonction du problème. Une seule chose est sûre : on n'aura jamais tout en même temps !

D. CARACTÉRISTIQUE DE TRANSFERT.

La caractéristique de transfert est linéaire : la sortie est proportionnelle à la différence des tensions d'entrée ; il ne faut pas non plus oublier le terme de mode commun (voir équation [1]).

La tension de sortie est bien évidemment limitée aux deux extrémités de la plage de fonctionnement à V_{sat+} et V_{sat-}.

E. CARACTÉRISTIQUES DE SORTIE.

0. **Impédance de sortie.**

En pratique, l'impédance de sortie des amplificateurs réels n'est pas nulle ; elle reste néanmoins faible, de l'ordre de la centaine d'ohms pour les amplis courants. Si cette valeur paraît encore assez élevée, il faut savoir que dans un système bouclé, sa valeur sera divisée par le gain de boucle du système considéré. En pratique, l'impédance de sortie des montages sera donc couramment inférieure à l'ohm.

Attention toutefois à la valeur de l'impédance en boucle ouverte : si on charge l'amplificateur par un condensateur (par exemple un câble coaxial assez long, ce qui peut faire plusieurs centaines de pF), la résistance de sortie couplée à ce condensateur va former un pôle supplémentaire qui peut rendre le montage oscillatoire.

1. **Vitesse de balayage (slew rate).**

En plus des problèmes de réponse en fréquence, la tension de sortie des amplificateurs ne peut pas varier instantanément d'une valeur à une autre (cas d'un échelon de tension).

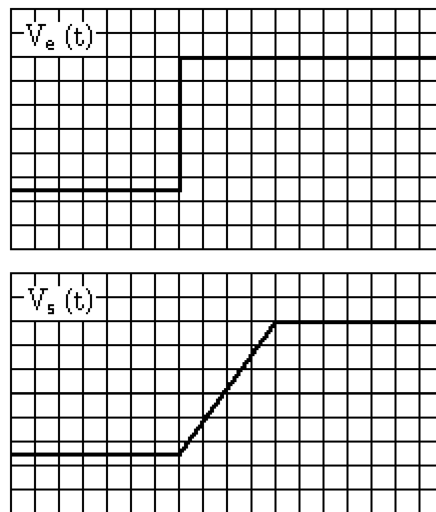


Fig. 31. Slew rate.

La cause profonde vient de la structure des amplis (voir figure 28) : lors d'un transitoire violent, la capacité collecteur-base du deuxième étage doit se charger instantanément, ce qui n'est pas possible, car elle le sera par les sources de courant de polarisation. Comme ces courants sont très faibles, la charge sera relativement lente, et on note qu'elle sera linéaire (charge d'un condensateur à courant constant). On obtient le chronogramme donné figure 31.

Cette montée linéaire en réponse à un échelon est appelée vitesse de balayage (ou plus communément slew rate) ; elle est exprimée en V/µs.

L'ordre de grandeur du slew rate est de 0,5V/µs pour le 741, 10 à 15V/µs pour les amplis à FET du type TL081, LF356..., et peut monter à 50V/µs (voire 150V/µs avec une compensation particulière) pour le LM318.

En général, les amplificateurs ne peuvent pas être bons partout : les amplis très précis (OP7 : fort gain en statique et très faible offset) sont souvent mauvais du point de vue slew rate, et vice versa un LM318 est bruyant et peu précis).

Le slew rate va limiter les amplifications des forts signaux, et la bande passante sera plus faible que pour des petits signaux à fréquence donnée (la pente en V/µs des signaux est proportionnelle à leur amplitude : plus l'amplitude sera forte, plus le slew rate sera limitatif.

2. Tension de saturation.

On en a déjà parlé lors des montages fonctionnant en commutation : la tension de sortie est limitée à V_{sat+} et V_{sat-}, qui sont respectivement les tensions de saturation haute et basse de l'ampli.

Ces tension dépendent évidemment des tensions d'alimentation : elles sont inférieures aux tensions d'alimentation (en valeur absolue) d'environ 0.5 à 1.5V. Ces tensions de déchet dépendent de la température, de la charge de sortie de l'ampli (plus le courant de sortie est important, plus elles sont élevées), et de la structure de l'ampli : il existe des ampli à transistors MOSFET (LM660C de NS) spécialement conçus pour avoir une dynamique de sortie maximale, soit des tensions de déchet comprises entre 0.1 et 0.3V. On privilégiera ces amplis dans les application alimentées en monotension de faible valeur (0-5V par exemple).

Les tensions de déchet haute et basse sont souvent différentes, ce qui fait qu'avec une alimentation rigoureusement symétrique, on aura $V_{sat+} \neq |V_{sat-}|$.

3. Sortance en courant.

L'impédance de sortie est une chose, la sortance en courant en est une autre : ce n'est pas parce qu'un ampli a une impédance de sortie très faible (quand il est bouclé) qu'il va pouvoir débiter des ampères !

En pratique, les amplificateurs opérationnels sont des composants traitant des faibles signaux, pas de la puissance : les courants de sortie seront faibles, de quelques mA à quelques dizaines de mA pour les plus vaillants.

L'amplificateur opérationnel a un étage de sortie push pull capable de fournir ou d'absorber du courant : en général, les courants maxi absorbés (sink) et fournis (source) seront sensiblement différents : on se reportera à la notice du constructeur pour plus de précisions.

On veillera donc à ne pas trop charger les amplis en sortie (charge mini de quelques kΩ pour des signaux de quelques volts) : on n'oubliera pas que les réseaux de

contre-réaction se mettent en parallèle avec la charge de sortie ! Par conséquent, on évitera de câbler des impédances trop faibles (inférieures à une dizaine de kΩ).

Certains amplis sont prévus pour débiter des courants "importants" sur des charges faibles : alimenté en ±18V, le NE5534 peut débiter ±26mA dans 600Ω (±16V en sortie).

Il existe aussi des amplificateurs opérationnels de puissance : la structure est la même, mais ils possèdent un étage de puissance capable de délivrer des centaines de mA voire des ampères (ex : LM12 de NS, capable de débiter ±10A). Ils sont principalement destinés aux applications audio grand public (autoradios, mini chaînes...).

4. Protections de sortie.

On vient de voir que les amplificateurs opérationnels ne supportent pas les forts courants ; dans ces conditions, le moindre court-circuit pourrait leur être fatal ! Heureusement, les fabricants ont inclus des protections en sortie de leurs amplis qui limitent le courant de quelques mA à quelques dizaines de mA.

Les amplificateurs opérationnels sont ainsi des composants assez robustes, ne nécessitant pas trop de précautions d'emploi (tout est relatif...)

5. Puissance dissipée.

Quand un ampli débite du courant, les transistors qui le constituent (notamment ceux du push-pull de sortie) dissipent une puissance non négligeable. Les amplis encapsulés en boîtiers traditionnels (DIL8 ou CMS) peuvent dissiper entre 250mW et 1W (à 25°C). Les amplis de puissance pré-cités sont encapsulés en boîtiers de puissance (boîtiers isowatt, voire TO3 pour le LM12), et peuvent dissiper plusieurs watts, à condition bien sûr de les munir du radiateur adéquat !

Dans tous les cas, on veillera à ne pas dépasser les limites admises par les amplis. Certains sont protégés thermiquement (limitation du courant de sortie au delà d'une certaine température), mais pas tous...

F. IMPACT SUR LES MONTAGES DE BASE.

Tous ces "défauts" font que dans la pratique, l'amplificateur opérationnel réel s'éloigne sensiblement de l'AOP. Nous allons faire un rapide tour d'horizon de l'impact de ces défauts sur les montages de base vus plus haut, ce qui nous permettra de mieux choisir le modèle d'ampli approprié à une application donnée.

1. Tension de saturation.

On a vu que les tensions de saturation V_{sat+} et V_{sat-} sont différentes : ceci aura un impact sur tous les montages en commutation où les tensions de saturation rentrent en jeu dans les formules (trigger, multivibrateur...). De plus, ces tensions vont varier avec la charge de l'amplificateur, la température... Ces défauts sont en fait assez peu gênants.

2. Impédances d'entrée.

L'impédance d'entrée des amplificateurs réels est dans tous les cas assez grande (>1MΩ, rarement moins mis à part quelques amplis spéciaux). De plus, le fait que dans tous les montages linéaires l'ampli soit bouclé est bénéfique : l'impédance d'entrée est multipliée par le gain de boucle, ce qui donne facilement plusieurs dizaines ou centaines de MΩ : on est quasiment dans les conditions de l'AOP.

On fera tout de même attention aux montages intégrateurs, où des amplificateurs à trop faible impédance d'entrée seront rejetés, la contre réaction n'agissant pas à très basse fréquence. On préférera des amplis à entrée JFET.

3. Offset en tension.

C'est une des grosses tares de l'amplificateur réel. Si on doit amplifier des faibles tensions continues avec un fort gain, il faudra soit choisir un ampli à très faible offset, soit compenser un ampli standard.

La plupart des amplificateurs possèdent deux broches destinées à régler l'offset. On se reportera à la notice du composant utilisé, les modes de branchement et les valeurs des résistances nécessaires variant d'un ampli à l'autre. Souvent, il est fait appel à un potentiomètre branché entre les deux broches d'ajustage de l'ampli et une des alimentations.

Les amplis doubles en boîtier 8 pattes (deux amplis dans le même boîtier) ne possèdent pas de réglage d'offset. On pourra faire un montage externe, tel que celui ci-dessous :

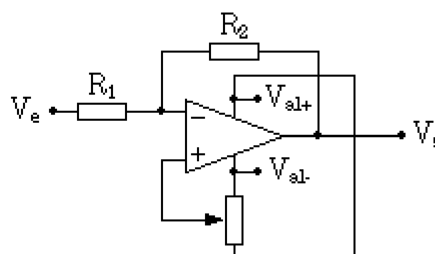


Fig. 32. Compensation d'offset d'un ampli inverseur.

En plus de la valeur de l'offset en tension, les constructeurs donnent la valeur de sa dérive en température et dans le temps. Il est illusoire de compenser un ampli à fort offset pour faire des mesures précises, car la variation sera importante et le réglage devra être revu souvent !

Pour faire des mesures de précision, on optera pour un "bon" ampli dès le départ !

Pour les amplifications de tensions uniquement alternatives mais avec un fort gain (plusieurs centaines), on se méfiera aussi de l'offset : un ampli ayant 10mV d'offset (les séries TL07x et TL08x de Texas ne sont pas merveilleuse de ce point de vue !) et utilisé avec un gain de 500 délivrera une tension continue parasite de 5V en sortie ! Cette tension abaissera d'autant la plage de sortie, et on fera une correction (même sommaire) de l'offset pour résoudre ce problème.

Le montage intégrateur sera lui aussi fortement affecté par l'offset : cette tension parasite en entrée va être intégrée et générer une rampe de tension en sortie : ce montage devra être réalisé de préférence avec un ampli à faible offset et/ou compensé.

Les montages à seuil (comparateurs, triggers), sont bien entendus aussi affectés par l'offset, et on en tiendra compte pour des faibles signaux.

4. Courants de polarisation.

On a vu que les transistors de l'étage différentiel d'entrée étaient polarisés par l'extérieur ; le courant de polarisation va donc circuler dans les composants externes à l'ampli. La chute de tension ainsi provoquée va s'ajouter à l'offset en tension.

Afin de minimiser les écarts entre les deux entrées, on veillera à ce que celles-ci "voient" les mêmes impédances.

Pour le montage amplificateur inverseur, une compensation fréquente des effets des courants de polarisation est la suivante :

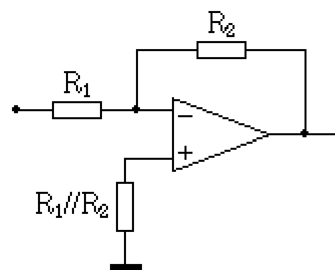


Fig. 33. Compensation des courants de polarisation.

Cet exemple montre un montage inverseur auquel on a rajouté une résistance entre l'entrée + et la masse. Cette résistance est égale à $R_1//R_2$, soit l'impédance vue par l'entrée -. Les deux entrées "voient" les mêmes impédances, les effets des courants de polarisation vont donc se compenser.

Les amplis à entrée JFET sont peu concernés par ce type de compensation, du moins à faible température. En effet, on a vu que l'entrée d'un JFET était équivalente à une jonction diode en inverse. Le courant parasite doublant tous les 6°C, il peut devenir important à haute température, supérieur à ce qu'on obtient avec de bons amplis à transistors bipolaires. Pour les fortes température

d'utilisation, on préférera ces derniers. Pour des usages à température ambiante, on utilisera des amplis à entrée JFET sans compensation.

Les courants de polarisation perturbent aussi beaucoup les montages intégrateurs : pour des intégrateurs à grande constante de temps, on utilisera impérativement des amplis à entrée JFET, ou mieux MOSFET (LMC660 par exemple).

Les montages détecteurs de seuils et échantillonneurs bloqueurs utiliseront aussi des amplis à très faibles courants de polarisation, afin de ne pas décharger le condensateur de mesure par des fuites parasites.

5. Courants de décalage

Les courants de décalage sont plus problématiques à compenser. Comme ils sont faibles, on se contentera d'utiliser des résistances de faible valeur pour que la chute de tension parasite soit négligeable.

6. Plages de tensions.

Dans tous les montages, on fera attention à ne pas dépasser les limites absolues préconisées par le fabricant de l'amplificateur utilisé. Pour les montages à commutation, où on utilise l'amplificateur avec la condition $V_+ \neq V_-$, on veillera à choisir des amplis tolérant une tension différentielle suffisante (entrées non bridées par des diodes).

7. Slew rate.

Si on doit amplifier des forts signaux à fréquence élevée, on choisira des amplificateurs à slew rate suffisant. Dans la pratique, le µA741 est trop juste (0.5Vµs) et sera délaissé au profit d'amplis à FET standards (TL081, LF356 et autres) présentant des slew rates de plus de 10V/µs.

On choisira éventuellement des amplificateurs plus rapides pour les montages en commutation, où la sortie va devoir basculer rapidement de V_{sat+} à V_{sat-}. On l'a déjà dit, dans ces applications, un comparateur différentiel remplacera avantageusement un amplificateur opérationnel.

Des applications telles que les étages de sortie de convertisseurs numérique/analogique, dont la sortie varie par bonds, utiliseront aussi des amplis à fort slew rate.

V. RÉPONSE EN FRÉQUENCE D'UN AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL. STABILITÉ.

L'amplificateur réel n'a pas un gain différentiel infini ; de plus, celui-ci varie avec la fréquence. Comme l'amplificateur est utilisé en système bouclé, sa réponse en fréquence a un impact fondamental sur la stabilité du montage, qui va aussi dépendre de la valeur de la fonction de transfert de la boucle de retour B.

Nous allons donc étudier maintenant la fonction de transfert harmonique typique d'un amplificateur opérationnel, voir quelle est la condition de stabilité d'un ampli bouclé, et étudier l'impact de ces considérations sur quelques montages de base.

Cette section ne constitue que l'aperçu d'un vaste problème qui sera approfondi en automatisme ; néanmoins, il était difficile de faire l'impasse sur une des plus grosses imperfections de l'amplificateur opérationnel et ses conséquences.

A. STABILITÉ D'UN SYSTÈME BOUCLÉ.

Nous avons vu le principe de fonctionnement d'un système bouclé (voir figure 3) et l'expression de sa fonction de transfert :

$$H = \frac{s}{e} = \frac{\alpha A}{1+AB} \qquad [70]$$

Dans le cas général, la fonction A est complexe, et comme α et B sont bâtis avec des composants qui peuvent être réactifs (condensateurs notamment), ces deux fonctions vont aussi être complexes : on va pouvoir déterminer le module du gain et le déphasage entrée/sortie en fonction de la fréquence (c'est la représentation de bode : nous n'utiliserons que celle-ci, contrairement à l'automatisme dont les adeptes sont friands d'autres critères beaucoup plus complexes à appréhender et moins intuitifs à comprendre !).

0. Ordre d'un système

L'ordre d'un système est déterminé par le nombre de pôles de sa fonction de transfert (les valeurs de la fréquence qui annulent le dénominateur).

Ces pôles peuvent être réels ou imaginaires, et ainsi, l'ordre du système est donné par le degré du polynôme en f (ou ω, ce qui revient au même) qui forme le dénominateur de la fonction de transfert.

Le tracé asymptotique du gain dans le plan de bode va être fonction de l'ordre du système (voir figure 34) : un système d'ordre 1 aura une pente de -20dB/décade au delà de la fréquence de cassure déterminée par son pôle, un système d'ordre 2 une pente de -40dB/décade... Chaque pôle supplémentaire augmente la pente de -20dB/décade.

Parallèlement au gain, la phase diminue de -90° à chaque pôle. Les -180° fatidiques sont atteints asymptotiquement pour l'ordre 2.

La figure 34 illustre un système à deux pôles (10Hz et 10kHz), dont la fonction de transfert est la suivante :

$$H(\omega) = \frac{1}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right)} \qquad [71]$$

Sur ce graphique, on a fait un tracé asymptotique du gain, qui met bien en évidence les pôles (fréquences de cassures) et les pentes de décroissance du gain.°

Jusqu'à 1kHz environ, la phase varie comme pour un système du premier ordre (asymptote à -90°), et ensuite, à cause du deuxième pôle, elle tombe à -180° (valeur asymptotique qui ne sera théoriquement jamais atteinte).

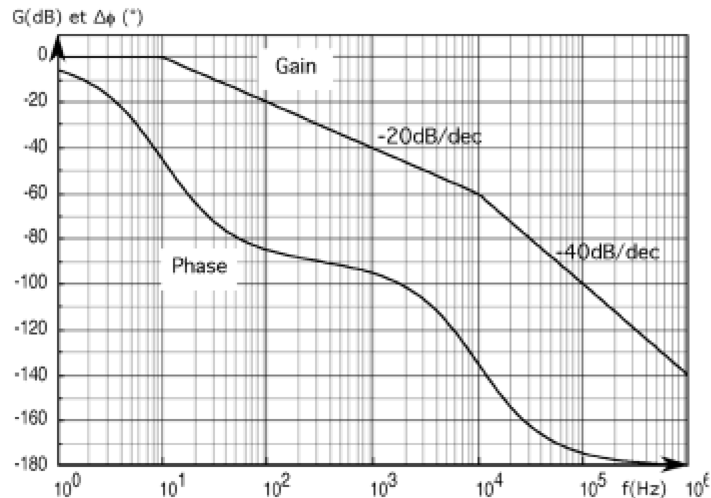


Fig. 34. Système à deux pôles.

Un système du premier ordre sera toujours stable (phase mini de -90°), et les ennuis vont commencer dès le deuxième ordre (dépassements, oscillations amorties...). Il faut un troisième pôle pour arriver aux conditions d'oscillations, mais dans les amplificateurs opérationnels, on trouve toujours ce pôle supplémentaire, soit en interne, soit dans les composants externes (câblés volontairement ou parasites).

Ce troisième pôle, même placé assez loin du deuxième, abaissera suffisamment la phase pour que les conditions d'oscillation soient réunies.

1. Condition de Barkhausen.

Si on regarde l'expression [70], on voit que le produit AB peut être négatif, et notamment prendre la valeur -1 (le module du gain vaut 1 et le déphasage est de -180°).

Dans ce cas particulier, le dénominateur s'annule : il n'y a plus besoin de signal en entrée pour qu'il existe un signal en sortie. Nous avons réalisé un oscillateur ; un exemple sera décrit plus loin.

2. Réponse en transitoires.

Si dans certains cas, le fonctionnement en oscillateur du système bouclé est voulu, il sera indésirable la plupart du temps.

Un système ne passera pas *ex-abrupto* de l'état stable aux conditions d'oscillation de Barkhausen. Le phénomène sera progressif, et, sur des transitoires marqués (ex : échelon de tension), le signal de sortie présentera un dépassement (overshoot) de plus en plus important, accompagné d'oscillations de moins en moins amorties au fur et à mesure que l'on va se rapprocher de la condition de Barkhausen.

Ces dépassements et oscillations vont beaucoup perturber le fonctionnement de l'amplificateur, et modifier de façon substantielle le signal à amplifier : même si le système n'est pas un oscillateur, il n'en est pas moins inutilisable.

La figure 35 illustre ce propos : elle représente la réponse indicielle (réponse à un échelon unité de tension) de trois systèmes bouclés dont les marges de phase sont respectivement de 18, 39 et 51° (par rapport aux 180° de l'oscillateur). Plus la marge de phase diminue, plus les oscillations et les dépassements sont forts (60% de dépassement pour une marge de 18°).

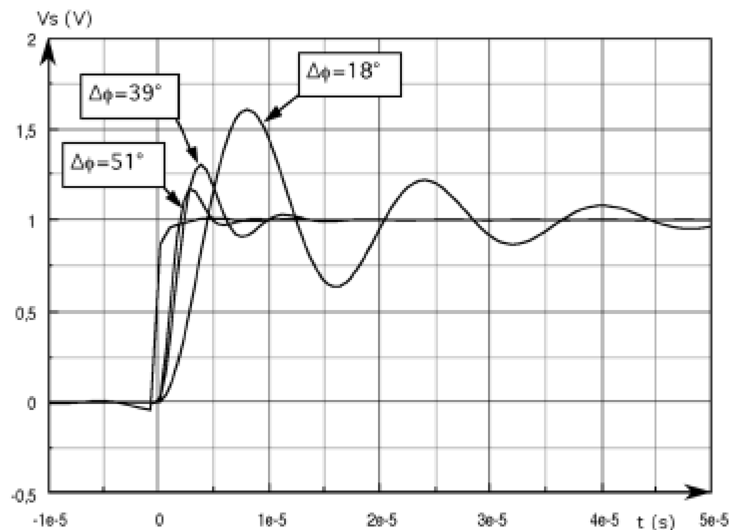


Fig. 35. Réponse indicielle de systèmes bouclés.

On y voit aussi que même pour une marge correcte du point de vue critère de stabilité (soit >45°), on a un léger dépassement (mais très peu d'oscillations).

Le processus d'instabilité est donc progressif, et augmente au fur et à mesure qu'on se rapproche de la limite d'oscillation.

3. Critères de stabilité.

En pratique, on a vu que l'étude de la stabilité va se résumer (dans notre cas : ne généralisons pas à tous les systèmes !) à l'analyse du produit AB (le gain de

boucle). Deux méthodes simples vont consister à regarder la phase ou la pente de la courbe de gain pour un module du gain égal à 1.

- **Marge de phase.**

  Le critère généralement retenu par les automaticiens pour que le système soit déclaré stable est que **la phase ne doit pas être inférieure à -135° pour un module |AB|=1** . Il reste une marge de 45° pour atteindre les 180° fatidiques (oscillateur). On dit que **la marge de phase est de 45°** .

- **Pente de la courbe de gain.**

  Un critère très simple de stabilité sera le suivant : le diagramme asymptotique du produit **AB devra croiser l'axe 0dB avec une pente maximum de -20dB/décade** . Toute pente supérieure dénotera un système instable.

- **Choix du critère de stabilité.**

  Il convient de noter ici que le critère de la pente est très facile à mettre en œuvre, car le seul tracé asymptotique est nécessaire, et que ce tracé nécessite peu de calculs (uniquement les fréquences de cassure des divers pôles et zéros de la fonction de transfert).

  Dans le cas de compensation de plusieurs pôles par plusieurs réseaux de compensation, il se peut que ce critère soit insuffisamment précis : on l'utilisera pour "dégrossir" le problème et mettre en place les réseaux de compensation adéquats, et on optimisera ces réseaux en appliquant le critère de marge de phase, plus précis.

  Pour un système compliqué, le tracé précis de la phase nécessite un calcul complet, qui peut vite se révéler laborieux à la main : un logiciel de tracé de courbes travaillant en complexes est quasiment nécessaire.

B. FONCTION DE TRANSFERT DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS.

Il existe deux principaux types d'amplificateurs sur le marché :

- les amplificateurs inconditionnellement stables : le montage amplificateur est stable quel que soit le gain en boucle fermée obtenu (jusqu'au gain unité). Pour un gain supérieur à 0dB, ces amplificateurs présentent une réponse en fréquence du type premier ordre (pente de -20dB/décade), d'où leur stabilité inconditionnelle.

- certains amplificateurs à hautes performances présentent un deuxième pôle dans leur fonction de transfert pour des gains supérieurs à l'unité. De ce fait, en amplification pure

(le réseau de retour est constitué de résistances, d'où B est réel), le système bouclé sera stable uniquement pour un gain supérieur à une certaine valeur (typiquement 5). Leur domaine d'utilisation est donc différent : ils possèdent de meilleures performances en fréquence que les premiers au prix d'une interdiction de leur emploi (sans précautions particulières) dans certaine fonctions.

Pratiquement, les fonctions de transfert des amplificateurs sont similaires à celles représentées en annexe 3 pour les amplis inconditionnellement stables et annexe 4 pour les amplis dits "décompensés".

On remarque que le gain en statique (pour une fréquence nulle, soit le continu) est très élevé, mais, le premier pôle réduit ce gain à partir d'une fréquence très basse (de quelques hertz à quelques dizaines d'hertz).

Le deuxième pôle est situé beaucoup plus loin : vers 1Mhz pour le µA741, 4Mhz pour les TL081, LF356...

En fait, dans les amplis inconditionnellement stables, on place volontairement le premier pôle très bas en fréquence (c'est le rôle du condensateur C du schéma de la figure 28), de manière à ce que le gain ait chuté suffisamment pour couper l'axe 0dB avant la deuxième fréquence de cassure.

De cette manière, pour des gains en boucle fermée jusqu'à 0dB, le système est du premier ordre, et ne sera donc jamais oscillatoire.

On agit sur le premier pôle, car il est plus difficile technologiquement de reculer le deuxième (et le troisième qui n'est pas loin !) : c'est le cas des amplificateurs rapides, et ils sont chers et délicats à utiliser...

Pour améliorer le gain aux fréquences élevées, on diminue la valeur de la capacité intégrée C : on déplace le premier pôle d'un facteur 5 sur l'axe fréquentiel, et on atteint alors le deuxième pôle pour un gain de l'ordre de 5 avec les amplis courants (LF357, qui est un LF356 décompensé, LM149, qui est un LM148 décompensé, OPA637, qui est un OPA627 décompensé...).

L'amplificateur n'est plus inconditionnellement stable, et ne pourra pas servir dans des applications telles que les suiveurs, dérivateurs, filtres d'ordre 2, montages logarithmiques, redresseurs sans seuils... En revanche, il fera merveille pour des amplis à fort gain : la bande passante sera 5 fois plus élevée qu'avec l'ampli équivalent inconditionnellement stable.

C. AMPLIFICATEUR BOUCLÉ. PRODUIT GAIN-BANDE.

Lorsqu'on boucle un ampli non inverseur avec un réseau de résistances, tant que le gain de boucle AB est élevé (soit à basse fréquence), le gain du système bouclé va tendre vers 1/B (voir [4] ; α est égal à 1 dans ce cas) ; à haute fréquence, le gain de boucle va diminuer, pour devenir égal, puis inférieur à la valeur 1/B. Dans ces conditions, la courbe de réponse en fréquence du système bouclé va tendre asymptotiquement vers celle de l'amplificateur.

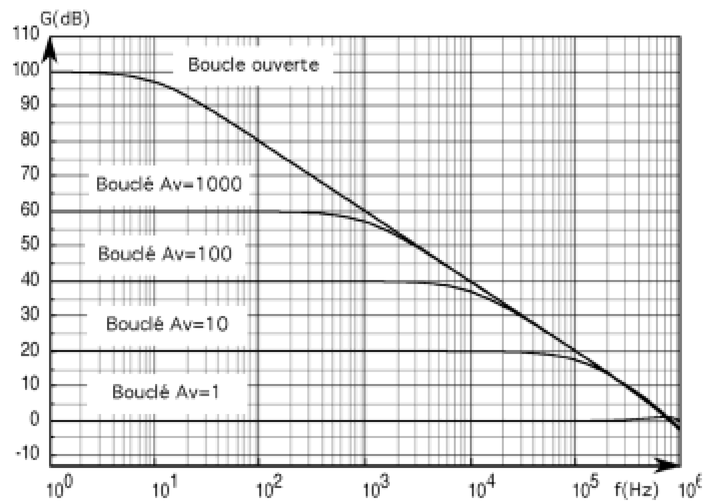


Fig. 36 Amplificateur bouclé.

La figure 36 donne le résultat obtenu avec un ampli du type µA741 (première cassure à 10Hz, deuxième à 1MHz, gain statique de 100dB).

Si on observe cette figure, on remarque que le produit du gain par la bande passante à -3dB est constant, et égal ici à 1MHz, soit la fréquence pour laquelle le gain en boucle ouverte vaut 1 (0dB).

Ce produit est une caractéristique importante de l'amplificateur pour caractériser ses performances en fréquence.

Ex : 1MHz pour le µA741, 3MHz pour le TL081, 15MHz pour le LM318...

On note que cette caractéristique est juste pour les amplis inconditionnellement stables. Pour les amplis décompensés, la fréquence théorique à gain unité est obtenue en prolongeant la droite à -20dB/décade située entre la première et la deuxième cassure jusqu'à l'axe 0dB.

D. COMPENSATION EN FRÉQUENCE.

Tout le travail de compensation en fréquence de l'amplificateur consistera à installer des réseaux de correction de telle manière que la condition de coupure à -20dB/décade soit réalisée. Cette méthode sera préférée aux autres, car elle est très simple à mettre en œuvre, et l'effet des réseaux correcteurs sur le tracé de bode est bien visible.

0. Compensation par déplacement de la première fréquence de cassure.

Cette méthode est extrêmement simple ; elle est un prolongement de l'astuce technique qui consiste à placer le condensateur C (voir le schéma de la figure 28) entre collecteur et base du transistor du deuxième étage de l'ampli. La figure 37 montre le diagramme de bode asymptotique permettant de comprendre la compensation qui consiste à rajouter une capacité supplémentaire en parallèle avec

la capacité C de la figure 28. (deux broches sont disponibles sur les boîtiers des amplis prévoyant cette compensation). De ce fait, la première fréquence de cassure recule vers les basses fréquences.

Ces compensations étaient nécessaires avec des amplis anciens (LM101 par exemple) qui étaient bâtis pour garantir de bonnes performances à haute fréquence, mais nécessitaient une compensation pour les applications à faible gain.

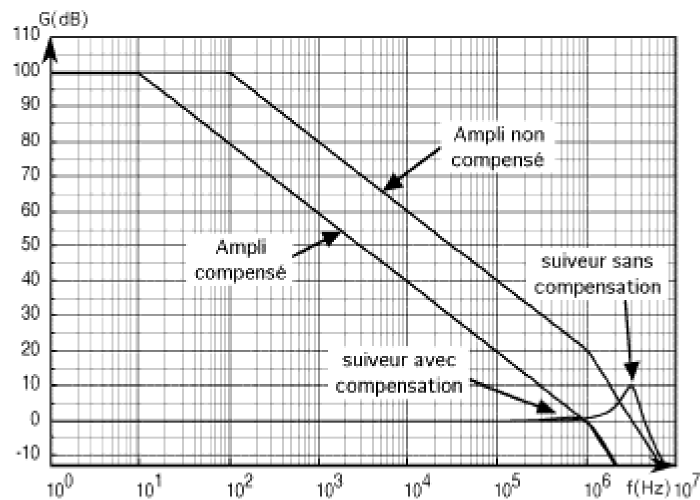


Fig. 37. Compensation d'un ampli à gain unité.

L'astuce est très simple, et consiste à reculer toute la partie haute du diagramme de bode pour que le produit AB coupe l'axe 0dB dans la zone à -20dB/décade (ici, on coupe juste à la limite du deuxième pôle, la marge de phase est de 45°).

Sur le schéma, on a représenté la compensation d'un montage suiveur : B vaut 1, et le produit AB se confond avec A, gain en boucle ouverte de l'ampli : n'oublions pas que le critère de stabilité s'applique au produit AB !

On note l'overshoot de 10dB pour le montage suiveur non compensé, garant de fortes oscillations sur les transitoires. Le suiveur compensé a une courbe quasi-plate, mais en revanche, a une bande passante plus faible.

Ce montage présente deux gros inconvénients :

- le gain de boucle est réduit dès les plus basses fréquences, ce qui nuit à la précision.

- le slew rate est affecté : la capacité de compensation vient se mettre en parallèle sur C ; l'ensemble, de capacité supérieure à C, va se charger avec le même courant, donc plus lentement.

Avec l'apparition d'amplis rapides inconditionnellement stables, ce type de compensation est devenu peu utilisé.

1. **Compensation par retard de phase.**

On a imaginé une autre méthode de compensation éliminant les défauts de la méthode précédente : on ne va pas reculer la première fréquence de cassure, mais on va déformer la courbe de réponse en fréquence plus loin, par adjonction d'un réseau à retard de phase dans la chaîne directe de l'asservissement (en cascade avec A).

Le but est de faire chuter le gain rapidement (avec une pente de -40dB/décade), pour reprendre ensuite une pente de -20dB/décade un peu avant que le produit AB ne croise l'axe 0dB : même si la pente a été de -40dB/décade auparavant, le montage est stable quand même, car le point important est que l'axe 0dB soit croisé avec une pente de -20dB/décade.

Attention : si on veut augmenter le gain en boucle fermée du montage (par exemple, montage à gain réglable), il faut garder à l'esprit qu'on va abaisser la valeur globale du produit AB, et qu'on va se retrouver à un moment donné avec un croisement de l'axe 0dB avec une pente de -40dB/décade : le montage ne sera pas stable dans toute une plage de gain !

C'est le prix à payer d'une amélioration du gain aux basses fréquences, la compensation par recul de la première fréquence de cassure n'avait pas ce défaut...

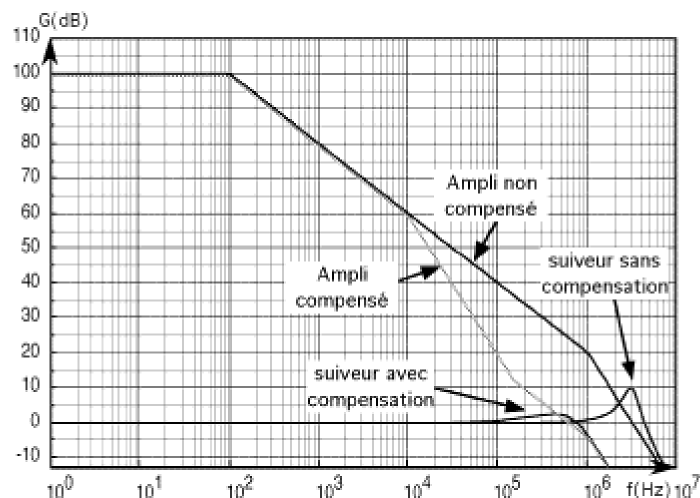


Fig. 38 Compensation par retard de phase.

Comment réaliser le réseau à retard de phase susceptible de modifier le gain de la chaîne directe ? Il faut tirer parti des éléments existants du montage, y compris des éléments parasites. Dans les amplificateurs de puissance (HIFI et autres, dont on a dit que la structure est la même que celle des amplificateurs opérationnels), on utilise l'impédance de sortie en boucle ouverte pour créer le réseau suivant :

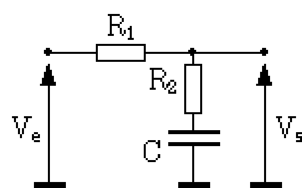


Fig. 39 Réseau à retard de phase.

Sa réponse en fréquence est la suivante (représentation du gain réel et du gain asymptotique du réseau utilisé dans la compensation illustrée figure 38) :

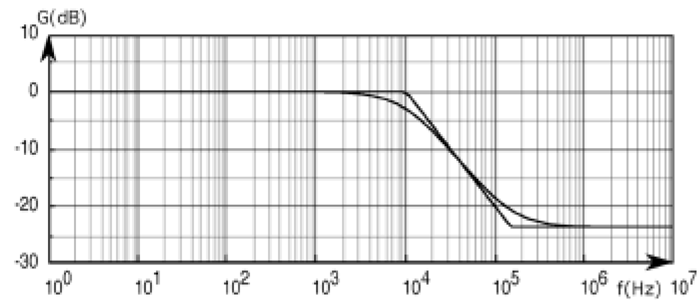


Fig. 40. Réponse en fréquence du réseau à retard de phase.

La fonction de transfert de ce réseau est de la forme :

$$H(j\omega) = \frac{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_2}}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_1}} \qquad [72]$$

avec :

$$\omega_1 = \frac{1}{(R_1 + R_2)\,C} \qquad [73]$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_2\,C} \qquad [74]$$

Dans le réseau de la figure 39, la résistance R_1 est en fait souvent l'impédance de sortie d'un étage amplificateur qu'on cherche à compenser. On trouve ainsi très souvent un réseau R-C série en sortie des amplificateurs HIFI : ce réseau est destiné à les stabiliser avec une compensation par retard de phase. Ce procédé n'est pas utilisé tel quel sur les amplificateurs opérationnels : le réseau R-C chargerait trop la sortie de l'amplificateur.

2. Compensation par avance de phase.

La compensation par retard de phase n'est pas très simple à mettre en œuvre dans les montages à amplificateurs opérationnels. On lui préférera souvent la compensation par avance de phase, qui possède les avantages suivants :

- simple à mettre en œuvre (un condensateur supplémentaire suffit souvent).

- bande passante élargie par rapport aux autres modes de compensation.

- slew rate non altéré.

Le défaut est que cette compensation n'est possible simplement qu'avec des gains supérieurs à 2 ou 3 (montage suiveur incompensable par cette méthode).

Jusqu'à maintenant, on n'a pas touché la deuxième fréquence de cassure du produit AB (qui est celle de A en amplification pure). C'est ce qu'on va faire ici.

Il existe deux méthodes :

- reculer la deuxième fréquence de cassure de l'ampli (compensation feed-forward) : cette méthode est assez délicate à mettre en œuvre, et ne fonctionne pas pour tous les montages.

- augmenter la valeur de B à haute fréquence : il suffit de jouer sur le réseau de contre réaction, ce qui est beaucoup plus simple (mais nécessite un gain du système bouclé supérieur à 2 ou 3).

La figure 41 montre la compensation par un tel réseau d'un ampli ayant un gain en boucle fermée de 10dB. On remarque qu'aux basses fréquences, B vaut -10dB (B est un atténuateur !), et qu'à partir d'une fréquence un peu supérieure à la deuxième fréquence de cassure de l'ampli, sa valeur remonte, pour tangenter ensuite l'axe 0dB (la figure montre le diagramme asymptotique de B).

Grâce à ce réseau, la courbe du produit AB peut s'étendre vers les fréquences élevées, jusqu'à tangenter la courbe A de l'ampli en boucle ouverte, qui constitue une limite ; cette remarque explique pourquoi on ne peut pas compenser avec cette méthode un ampli de gain unité, le produit AB étant confondu dans ce cas avec A.

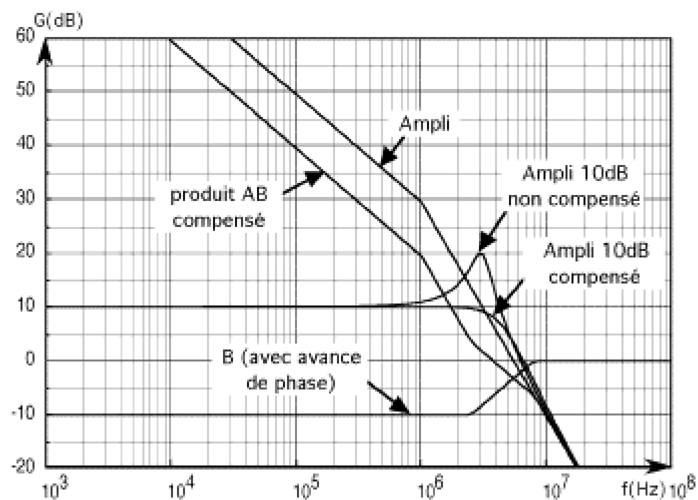


Fig. 41. Compensation par avance de phase.

Le réseau à avance de phase peut être construit de la manière suivante :

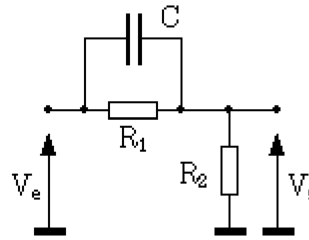


Fig. 42. Réseau à avance de phase.

La fonction de transfert de ce réseau est du type :

$$H(j\omega) = \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{1 + \frac{\omega}{\omega_1}}{1 + \frac{\omega}{\omega_2}} \qquad [75]$$

avec :

$$\omega_1 = \frac{1}{R_1 C} \qquad [76]$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)} C} \qquad [77]$$

Le fonctionnement de ce réseau est simple : aux hautes fréquences, C vient shunter R_1, et V_s tend vers la valeur de V_e : le pont diviseur passe de la valeur $R_2/(R_1+R_2)$ à 1.

Sur un montage du type amplificateur non inverseur, ce réseau est extrêmement simple à mettre en œuvre : on se contentera de rajouter un condensateur C en parallèle avec la résistance R_1 :

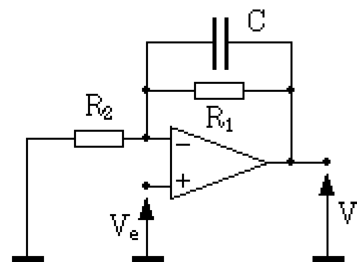


Fig. 43. Ampli non inverseur compensé.

L'avantage de ce montage, c'est qu'on peut le compenser très simplement sans aucun calcul, en expérimentant des valeurs de C directement sur le montage attaqué par un signal carré en entrée : la bonne valeur du condensateur est celle qui réduit l'overshoot et les oscillations parasites à une valeur convenable.

C'est ce que faisaient beaucoup de "bidouilleurs" à la belle époque de l'électronique analogique, sans connaître en détails la justification théorique de leur expérimentation.

3. Bilan des compensations.

On a vu trois méthodes de compensation :

- la compensation par déplacement du premier pôle est simple à mettre en œuvre, universelle, et donne un amplificateur inconditionnellement stable une fois compensé. Les défauts sont une bande passante rétrécie, donc un gain de boucle diminué dès les plus basses fréquences, et un slew rate ralenti.

- la compensation par retard de phase dans la chaîne directe est moins simple à appliquer sur des montages à amplificateurs opérationnels, mais très utilisée sur des amplificateurs de puissance. L'amplificateur résultant n'est pas inconditionnellement stable, et cette compensation nécessite des calculs et tracés de bode pour être efficace. Elle doit être adaptée au cas par cas. Il existe divers montages de compensation ; certains n'ont pas d'effet sur le slew rate (cas décrit ci-dessus), d'autres le diminuent.

- la compensation par avance de phase dans la boucle de retour est simple à utiliser, et son côté intuitif lui permet de trouver la bonne compensation rapidement par expérimentation. Le slew rate n'est pas affecté, la bande passante est meilleure qu'avec les autres méthodes, mais, elle est inapplicable pour un gain unité.

E. ÉTUDE DE STABILITÉ DE MONTAGES SIMPLES.

0. Amplificateur rapide.

Il peut paraître stupide d'utiliser un amplificateur rapide à faible coût (ampli décompensé type LF357) pour l'utiliser avec des faibles gains. En fait, il ne faut pas oublier que le slew rate de ce type d'ampli est beaucoup plus élevé que celui du même ampli inconditionnellement stable (12V/µs pour le LF356, 50V/µs pour le LF357...).

Il peut donc valoir la peine d'utiliser un ampli rapide et de le compenser, par exemple par réseau à avance de phase dans la boucle de retour. L'annexe 5 montre un tel montage et sa réponse en fréquence et en phase, qui illustre bien la compensation.

1. Montage dérivateur.

Même avec un ampli inconditionnellement stable, le montage dérivateur est oscillatoire. En rajoutant simplement une résistance en série avec le condensateur,

on stabilise le tout, sachant qu'on limite évidemment la plage où le montage est dérivateur : on ne peut pas tout avoir ! Le schéma et le mécanisme de compensation sont exposés en annexe 6.

F. OSCILLATEURS.

0. Oscillateur à pont de wien.

On a vu que quand le dénominateur de la fonction de transfert s'annule, le système devient auto-oscillant.

La condition de Barkhausen s'écrit :

$$1 + AB = 0 \qquad [78]$$

Le produit AB doit donc être égal à -1 : cela correspond à une phase de ±180° pour un module du gain égal à 1.

B étant en général un réseau passif (c'est la solution la plus simple, mais il existe aussi des réseaux de retour actifs), il sera atténuateur. La valeur du module de l'amplification A devra donc être supérieure à 1 pour compenser cet te atténuation et faire en sorte que |AB|=1.

La phase de 180° peut provenir soit de l'ampli (ampli inverseur : la phase de B doit dans ce cas être égale à 0), soit du réseau B (ampli non inverseur dans ce cas)

Il existe plusieurs réseaux produisant un déphasage de 0° ou 180° ; un des plus utilisés est le réseau de Wien :

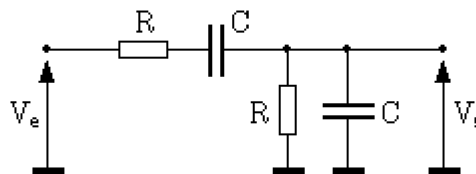


Fig. 44. Pont de Wien.

La réponse en fréquence de ce réseau est la suivante :

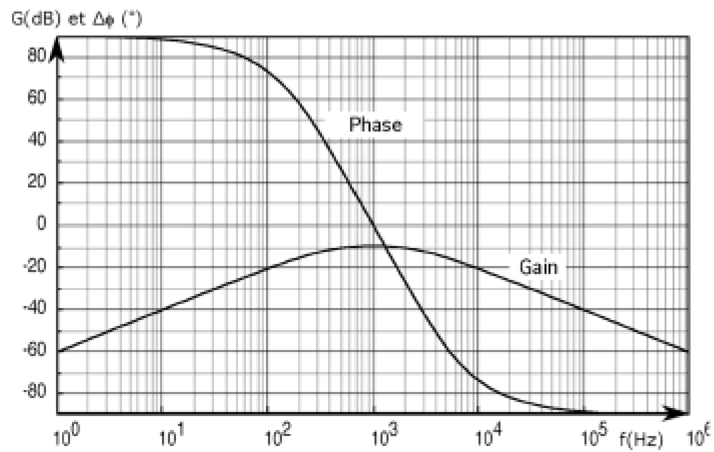


Fig. 45. Réponse en fréquence du pont de Wien.

La phase de ce réseau varie de +90° à -90° , et passe par la valeur 0° lorsque le gain atteint une valeur maxi de -9,54dB, qui correspond à une atténuation de 3.

La fonction de transfert de ce réseau s'écrit :

$$B(j\omega) = \frac{jRC\omega}{1 + j3RC\omega - R^2C^2\omega^2} \qquad [79]$$

Le maximum de B est atteint pour :

$$\omega = \frac{1}{RC} \qquad [80]$$

Pour satisfaire aux conditions de Barkhausen, il faut donc mettre ce réseau en contre-réaction d'un amplificateur de gain -3 ; une autre solution possible est de reboucler avec ce réseau non pas sur l'entrée - de l'ampli, mais sur l'entrée + : avec un gain de +3, les déphasages sont les mêmes. Le schéma obtenu est le suivant :

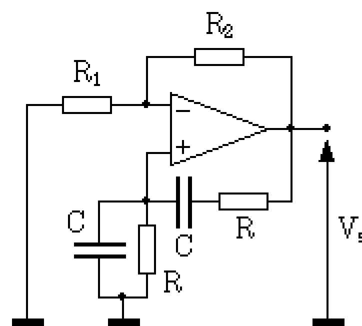


Fig. 46. Oscillateur à pont de Wien.

La structure est simple à comprendre : il s'agit d'un amplificateur non inverseur, avec le pont de Wien rebouclé sur l'entrée de ce type d'ampli, donc, l'entrée +.

En pratique, on remplacera R_1 ou R_2 par une résistance ajustable, et on augmentera le gain progressivement jusqu'à l'apparition d'oscillations en sortie du montage. Au

fur et à mesure que le gain se rapproche de +3, la fonction de transfert globale du montage va tendre vers l'infini, comme illustré sur la figure 47 :

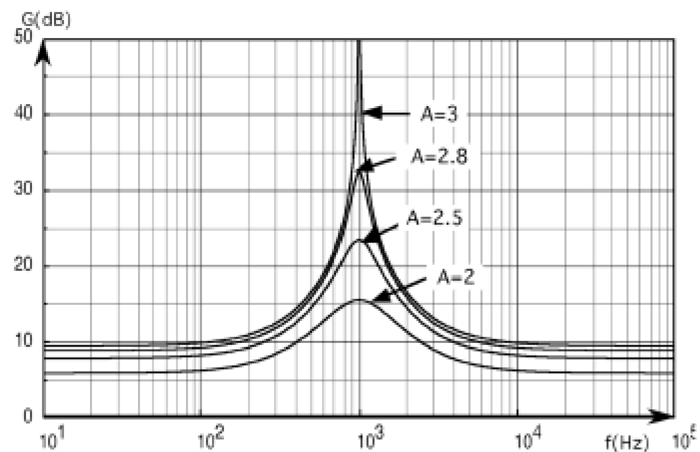


Fig. 47. Fonction de transfert de l'oscillateur.

Cet oscillateur, quand il est bien réglé, donne un signal sinusoïdal avec très peu de distorsion.

En pratique, pour limiter l'amplitude des oscillations, on devra introduire un élément non linéaire dans la chaîne : soit des diodes zéner en sortie, soit une lampe à filament spécialement prévue pour cet usage à la place de R_1.

Si le gain devient supérieur à 3, les oscillations prennent une amplitude telle qu'elles sont écrêtées par l'amplificateur. Le signal n'est plus franchement exploitable, car il présente une distorsion importante.

Les oscillateurs sont délicats à mettre en œuvre, car il faut les régler de telle manière que le gain soit suffisant pour que l'oscillateur "accroche", mais pas trop grand, car on a alors beaucoup de distorsion. La plage de fonctionnement correcte est très étroite, et relativement instable (variations dues à la température, à la charge de l'ampli...).

CHAPITRE 12 Dissipation thermique

I. Préambule

Les mesures de puissance dans les montages électroniques laissent souvent les gens perplexes ne serait-ce que par le nombre de définitions qui s'y rapportent. L'objet de la première partie de ce chapitre est de clarifier les choses en donnant quelques définitions simples.

Une deuxième partie fournit des éléments de calcul des radiateurs qu'il faudra fixer sur les semi-conducteurs dès lors que la puissance dissipée excédera un watt.

Les rappels de mesure de puissance seront ici très utiles : les calculs de radiateurs nécessitent de connaître la puissance dissipée par l'élément à refroidir, et en pratique, dans un montage électronique, les signaux de courant et tension seront souvent complexes, et on ne pourra pas, pour calculer la puissance, utiliser les formules vues en électricité et applicables seulement dans le cas de signaux sinusoïdaux.

II. MESURES DE COURANT, TENSION ET PUISSANCE : DÉFINITIONS.

A. VALEURS INSTANTANÉES.

1. Courant et tension.

La valeur instantanée d'un courant ou d'une tension, c'est sa valeur à un instant donné. L'ensemble de ces valeurs donnent les fonctions u(t) et i(t), respectivement tension et courant en fonction du temps. Ce sont les courbes que l'on verra affichées sur l'oscilloscope (la tension se mesure directement avec l'oscilloscope ; pour le courant, on mesure en fait soit la tension aux bornes d'un shunt, soit la tension de sortie d'une sonde de courant).

2. Puissance.

C'est **la** définition de la puissance. Toutes les autres en sont dérivées. C'est le produit de la tension instantanée par le courant instantané.

$$p(t) = u(t)\ i(t) \qquad [1]$$

Pour des tensions et courants continus, on retrouve bien entendu P = UI.

Il faut noter ici que pour des composants autres que des résistances, cette formule est toujours la seule valable, et que dans les composants électroniques dits actifs , il n'y a pas que la résistance interne qui dissipe de la puissance.

Exemple : une diode zéner. La tension dissipée dans ce composant est égale à $V_z I_z$, et le terme V_z comprend aussi bien le générateur de tension V_{zo} que la chute de tension dans la résistance r_z.

B. VALEURS MOYENNES.

1. Courant et tension.

La valeur moyenne d'un signal de courant ou tension est obtenue en faisant la moyenne de toutes les valeurs instantanées sur un intervalle de temps $[t_o, t_1]$, soit en intégrant le signal de tension ou de courant sur l'intervalle considéré et en le divisant par l'intervalle de temps :

$$u_{moy} = \frac{1}{t_1 - t_o} \int_{t_o}^{t_1} u(t)\, dt \qquad [2]$$

La formule est évidemment la même pour le courant.

2. Puissance.

La formule [2] est aussi valable pour la puissance en remplaçant u(t) par p(t). Si dans cette formule on remplace p(t) par sa valeur (formule [1]), on a:

$$p_{moy} = \frac{1}{t_1 - t_o} \int_{t_o}^{t_1} u(t)\, i(t)\, dt \qquad [3]$$

On voit ici qu'il est absolument hors de question de dire que la puissance moyenne sur un intervalle de temps donné est égale au produit de la tension moyenne par le courant moyen ! C'est justifié du point de vue mathématique par le fait que l'intégrale d'un produit de 2 fonctions n'est absolument pas égale au produit des intégrales de ces fonctions.

On peut remarquer autre chose : l'intégrale de la puissance instantanée sur un intervalle $[t_o, t_1]$ est en fait l'énergie W fournie ou absorbée par un composant pendant cet intervalle de temps. La puissance moyenne est donc l'énergie fournie ou absorbée par le composant divisée par la durée de l'intervalle d'étude.

3. Interprétation graphique.

Les formules des valeurs moyennes sont très simples à interpréter graphiquement :

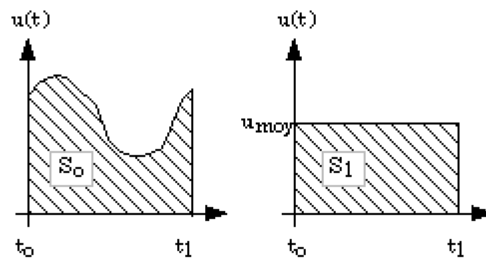


Fig. 1. Tension moyenne sur un intervalle de temps.

Sur la fig. 1., le schéma de gauche représente le signal instantané de la tension pendant l'intervalle de temps $[t_o, t_1]$. La valeur moyenne u_{moy} représentée sur le schéma de droite est telle que les surfaces hachurées S_o et S_1 soient les mêmes. Ces surfaces correspondent mathématiquement à l'intégrale des fonctions sur l'intervalle $[t_o, t_1]$.

C. VALEURS EFFICACES.

1. Courant et tension.

On a vu que pour déterminer la puissance induite par une tension alternative quelconque dans une résistance, il faut intégrer. On ne peut pas utiliser la valeur moyenne de la tension. Les valeurs efficaces ont été créées pour pallier cet inconvénient : le carré de la tension efficace est proportionnel à la puissance que cette tension va fournir à une résistance. Les valeurs efficaces sont donc par définition liées à la notion de puissance.

Ainsi, la tension efficace d'un signal alternatif quelconque sera égale à la tension continue qui induirait les mêmes effets d'échauffement dans une résistance que ce signal alternatif.

Pour une tension alternative quelconque appliquée à une charge résistive, on a les équations :

$$u = R\,i \qquad [4]$$

$$p = u\,i \qquad [5]$$

On en déduit :

$$p = \frac{u^2}{R} \qquad [6]$$

La formule donnant la puissance moyenne dans cette résistance est :

$$p_{moy} = \frac{1}{R(t_1 - t_o)} \int_{t_o}^{t_1} u(t)^2 \, dt \qquad [7]$$

La tension continue u_{eff} qui donnerait la même puissance dans cette résistance est donc :

$$u_{eff} = \sqrt{\frac{1}{(t_1 - t_o)} \int_{t_o}^{t_1} u(t)^2 \, dt} \qquad [8]$$

p_{moy} est alors simplement égal à :

$$p_{moy} = \frac{u_{eff}^2}{R} \qquad [9]$$

On retrouve la formule applicable en régime continu.

2. Puissance.

En fait, **la puissance efficace n'existe pas** !!! Et c'est de là que viennent malheureusement bien des confusions.

Cette confusion est entretenue par le fait que certaines spécifications de produits (notamment amplificateurs HIFI) parlent de puissance efficace.

En fait, les valeurs efficaces sont relatives aux courants et tensions, et on a vu que par définition, elles donnent la même puissance qu'une tension continue égale : la puissance calculée à partir d'une tension ou d'un courant efficace est donc une puissance **moyenne** !

D. VALEURS CRÊTES.

Les valeurs crêtes sont les extremums des signaux sur un intervalle de temps donné. Elles ont un intérêt en électronique (surtout les tensions) car ce sont ces valeurs qui vont déterminer le dimensionnement des semi-conducteurs (diodes, transistors). On a vu en effet que les phénomènes de claquage des jonctions se produisaient à partir de tensions bien déterminées, et même si les dépassements sont de très courte durée, il peut y avoir destruction rapide des semi-conducteurs exposés à ces surtensions.

Dans tout montage, on surveillera donc les tensions crêtes appliquées aux semi-conducteurs, surtout dans les montages où on commute des éléments à composante inductive (relais, selfs, haut-parleurs).

Pour ce qui est des puissances, les valeurs crêtes ont moins d'importance, car le composant a une inertie thermique qui permet d'absorber ces pointes sans trop de dommages : on pourra ainsi mesurer des puissances crêtes très élevées pendant des temps très courts sans que le composant ne chauffe, car dans ce cas, c'est la puissance moyenne qui compte. Il y a

quand même une limite à cela, et en général, pour les composants de puissance (transistors, diodes), le fabricant fournit des abaques qui donnent la puissance crête à ne pas dépasser en fonction du temps d'application et de la fréquence de répétition des pulses de puissance.

Il convient de noter que les puissances maximums ne seront probablement pas enregistrées aux mêmes endroits que les courants et / ou tensions maxi : en effet, les crêtes de puissance sont obtenues quand on a simultanément un fort courant **et** une forte tension, et l'expérience montre que habituellement, les maxis de tension sont observés à faible courant et vice versa.

Il ne suffira donc pas en général de localiser les pics de courant et de tension pour avoir ceux de puissance.

E. EN PRATIQUE

Comment mesurer toutes ces grandeurs en pratique dans un laboratoire ?

La plupart des multimètres numériques sont dotés de convertisseurs qui intègrent les signaux pendant un temps donné : par construction, ils donnent comme indication les valeurs moyennes des tensions et courants mesurés. (les galvanomètres magnéto-électriques à cadre mobile aussi, mais on ne les voit plus beaucoup dans l'industrie)

Il faudra se méfier de certains multimètres de compétition , très rapides et destinés à être branchés sur des ordinateurs par liaison IEEE ou GPIB (ou autre) et qui donnent la valeur instantanée du signal (soit la valeur à l'instant précis de la mesure). Il faut alors bien maîtriser le point où se fera la mesure (trigger). Il n'est plus ici question de valeur moyenne.

Dans tous les cas, trois règles d'or :

- essayer la mesure avec un signal connu (générateur basse fréquence).

- dans le doute, abstiens toi . Mieux vaut pas de mesure qu'une mesure complètement fausse.

- lire la documentation du matériel (eh oui !).

On l'a vu, les oscilloscopes donnent les valeurs instantanées des courants (via un shunt ou une sonde) et tensions. Pour ce qui est de la puissance, les oscilloscopes numériques actuels (excepté les modèles d'entrée de gamme, mais l'évolution est rapide dans ce domaine) sont capables de faire le produit des signaux issus de deux voies différentes : en mettant la tension sur la voie A et le courant sur la voie B, on peut obtenir la puissance instantanée en temps réel sur l'écran de l'oscilloscope.

Pour ce qui est des valeurs moyennes, ces oscilloscopes numériques disposent en général de fonctions donnant l'aire d'un signal (l'intégrale) : on a donc accès aux valeurs moyennes des signaux par ce biais (il faudra faire très attention au calage du zéro des courbes !). La mesure à l'oscilloscope de valeurs moyennes peut être rendue obligatoire pour des signaux rapides (les multimètre ont des bandes passantes souvent faibles : relire la documentation si ce n'est déjà fait !) ou très complexes : dans ce cas, il est préférable de voir ce qu'on fait. On pourra aussi corréler les mesures oscilloscope et multimètre : si elles sont égales, on

préférera le multimètre, plus précis, tout en surveillant les opérations sur l'écran de l'oscilloscope.

Pour ce qui est des valeurs efficaces, à de rares exceptions près, on ne les utilisera pas en électronique. Ces notions sont beaucoup plus utiles en électrotechnique, et encore, car l'avènement des composants électroniques de puissance dans ce domaine et leurs applications (hacheurs, onduleurs et convertisseurs divers) ont fait apparaître bien d'autres contraintes dans les mesures (entre autres les phénomènes transitoires sur des composants selfiques, où les déphasages courant/tension ne sont pas aussi simples qu'en régime établi).

On se souviendra seulement que ces valeurs efficaces sont un **artifice de mesure donnant simplement la puissance** (moyenne !) sans faire de calculs, **mais dans des conditions de mesure bien particulières, souvent inapplicables en électronique** et qu'elles étaient initialement liées à du matériel de mesure spécifique (galvanomètre ferromagnétique).

III. DISSIPATION THERMIQUE DANS LES COMPOSANTS.

Dans un transistor, l'essentiel de la chaleur produite l'est dans la jonction collecteur-base. Si cette jonction était isolée thermiquement, sa température deviendrait vite très élevée.

La température maxi de jonction pour le silicium est d'environ 175°C. Au delà, le semi-conducteur dopé retrouve quasiment un comportement de semi-conducteur intrinsèque, car l'élévation de température augmente beaucoup le nombre de porteurs minoritaires (création de paires électrons-trous par agitation thermique).

On évitera de toutes façons de travailler à des températures élevées, car la fiabilité d'un composant électronique décroît très vite quand la température augmente.

On est donc obligés d'évacuer les calories produites dans les jonctions des semi-conducteurs, en fixant ceux-ci sur des radiateurs.

Cette évacuation va se faire par les trois échanges thermiques fondamentaux :

- par **conduction** d'abord : les calories produites à la jonction du silicium vont se propager à la surface extérieure du boîtier du composant, puis du radiateur, éventuellement au travers d'un élément isolant (mica ou isolation du boîtier du composant en époxy).

- par **convexion** ensuite : l'air chauffé au contact du radiateur s'élève et laisse la place à de l'air plus frais ; il y a une circulation naturelle de l'air autour du radiateur (attention à ne pas entraver cette libre circulation : les radiateurs doivent être bien dégagés pour remplir leur rôle efficacement).

- et enfin, par **rayonnement** : l'énergie est transmise sous forme d'ondes électromagnétiques au milieu ambiant.

A. EN CONTINU : RÉSISTANCE THERMIQUE.

1. Loi d'Ohm thermique.

L'efficacité de ces échanges thermiques sera fonction du composant, de la fixation composant / radiateur, de la taille du radiateur (la convexion et le rayonnement sont proportionnels à sa surface), de sa forme et de sa position (convexion plus ou moins efficace), et de sa couleur (le noir mat rayonne plus que toute autre couleur).

Il y a néanmoins une limite à la taille du radiateur : au delà d'une certaine valeur, l'efficacité n'augmente plus. C'est dû au fait que les calories doivent se propager par conduction sur toute la surface du radiateur, et cette propagation est limitée.

La dissipation est proportionnelle à la différence de température qui existe entre le radiateur et le milieu ambiant.

On caractérise le pouvoir de dissipation d'un montage thermique par l'élévation de sa température par rapport au milieu ambiant et ceci pour une puissance dissipée égale à 1W : c'est la résistance thermique de l'élément :

$$R_{th} = \frac{T_j - T_a}{P} \quad [10]$$

Cette relation est connue sous le nom de loi d'Ohm thermique .

On considère ici un semi-conducteur monté sur un radiateur : ce qui nous intéresse est l'élévation de température de la jonction par rapport à la température ambiante. Dans la formule [10], on a :

- R_{th} est la résistance thermique jonction-ambiante.

- T_j est la température de jonction.

- T_a est la température ambiante.

- P est la puissance dissipée dans la jonction.

L'analogie avec la loi d'Ohm électrique est la suivante : la puissance thermique circule comme un courant, et comme le matériau conducteur s'oppose à cette circulation (résistance thermique, comme la résistance électrique s'oppose au passage du courant), on observe une différence de température entre deux points situés sur le chemin de circulation de la puissance thermique (assimilé à la différence de potentiel électrique).

Cette loi est très utile : quand on connait la puissance dissipée et la résistance thermique totale du montage, de la jonction à l'air ambiant, on peut calculer l'échauffement de la jonction par rapport à la température ambiante, et donc la température absolue de la puce. On déterminera alors le radiateur pour que celle-ci reste raisonnable de manière à ne pas détruire le composant.

On va voir maintenant de quoi est fait l'empilement thermique, et comment déterminer pratiquement les valeurs de ses composantes.

2. Constitution de l'empilement thermique.

En pratique, la résistance thermique totale de la jonction à l'air ambiant comporte plusieurs composantes, détaillées à la Fig. 2.

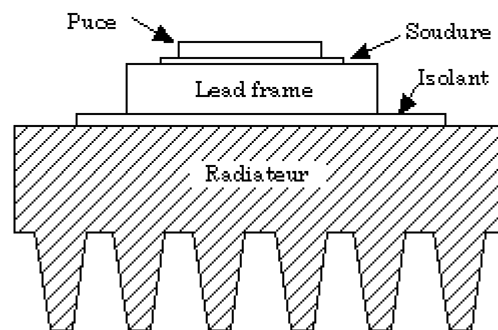


Fig. 2. Sandwich thermique.

Le transistor lui même est constitué de :

- la puce de silicium.

- une plaque de cuivre appelée lead frame qui supporte la puce, lui garantit une certaine rigidité (le silicium est fragile !), et constitue une capacité thermique.

- la puce est fixée au lead frame qui est relié électriquement de ce fait au collecteur.

- dans certains cas (et de plus en plus), le lead frame est isolé de l'extérieur par une couche d'isolant (genre époxy) qui enrobe le composant : celui-ci peut être fixé directement sur le radiateur sans qu'on ait à se soucier de l'isolation. Ces composants sont de plus en plus utilisés dans l'industrie, car ils évitent d'avoir à rajouter l'isolant dans le processus de fabrication.

Quand les composants ne sont pas isolés, il faudra intercaler un dispositif d'isolation entre eux et le radiateur, pour des raisons de sécurité d'une part (on ne peut pas laisser un radiateur à un potentiel de 300V par exemple à l'air libre !), et de fonctionnement d'autre part : on peut être amenés à fixer plusieurs transistors non isolés sur le même radiateur ; si leurs lead frame (qui sont reliés aux collecteurs par construction) sont à des potentiels différents, on risque des courts circuits intempestifs, qui seront évités par l'isolation.

L'isolation classique se fait en intercalant une feuille mince de mica entre le transistor et le radiateur ; on complète le montage par un joint de graisse spéciale aux silicones à bonne conductibilité thermique, dans le but d'éliminer des lamelles d'air (très mauvais conducteur de chaleur) entre le transistor, le mica et le radiateur.

Du point de vue loi d'ohm thermique, ce sandwich est assimilable à plusieurs résistances mises en série, comme le montre la Fig. 3.

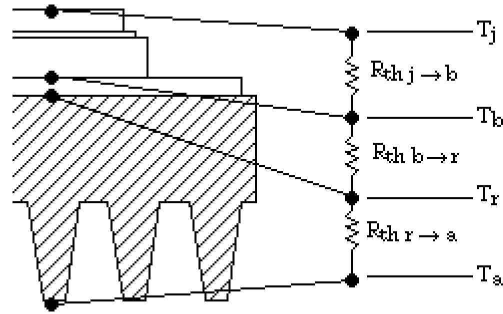


Fig. 3. Empilage des résistances thermiques.

La puce est à la température T_j, et le boîtier du transistor à la température T_b. Le transistor a une résistance thermique R_{th} j->b qui va déterminer son aptitude à évacuer les calories produites dans la jonction. On peut écrire la loi d'Ohm thermique pour ce composant :

$$R_{th\, j \to b} = \frac{T_j - T_b}{P} \quad [11]$$

Ensuite, on rencontre la fixation / isolation du transistor sur le radiateur : on va la caractériser par la résistance thermique boîtier / radiateur R_{th} b->r :

$$R_{th\, b \to r} = \frac{T_b - T_r}{P} \quad [12]$$

Enfin, il y a la liaison entre le radiateur et l'air ambiant, définie par la résistance thermique du radiateur R_{th} r->a :

$$R_{th\, r \to a} = \frac{T_r - T_a}{P} \quad [13]$$

On remarque qu'en additionnant les 3 résistances thermiques, on obtient la résistance thermique totale R_{th}, et on retombe sur l'équation [10].

Les fournisseurs de composants d'une part, et de radiateurs d'autre part fournissent des données permettant de calculer leur résistance thermique.

3. Caractéristiques thermiques des transistors de puissance.

En pratique, les constructeurs de transistors (et autre semi-conducteurs de puissance) donnent rarement directement la résistance thermique des composants.

Ils donnent très souvent la puissance maxi et la température de jonction maxi, qu'il faut interpréter en général comme suit : la puissance maxi est donnée pour une température de boîtier maintenue à 25°C (radiateur infini, soit avec une résistance thermique R_{th} r->a nulle) et une température de jonction maximale.

Quand on considère l'équation [11], on voit que si on augmente la température de boîtier, pour conserver une température de jonction constante, il faut diminuer la puissance dissipée par le composant. Cette loi est linéaire. On peut alors tracer le

graphique de la puissance dissipée en fonction de la température de boîtier, et ceci à température de jonction maxi. On obtient la Fig. 4.

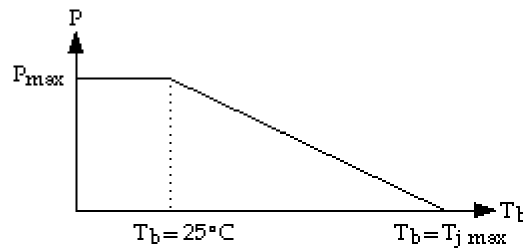


Fig. 4. Courbe de dissipation maxi du transistor.

On peut écrire un cas particulier de l'équation [11] :

$$R_{th\, j\rightarrow b} = \frac{T_{jmax} - 25}{P_{max}} \quad [14]$$

On voit qu'on obtient facilement à partir des données du constructeur la résistance thermique du composant.

Le graphique Fig. 4. nous enseigne une chose essentielle : **plus la température du boitier augmente, plus la puissance dissipable par le composant est faible, jusqu'à devenir nulle quand la température du boitier est égale à la température maxi admissible par la jonction** .

Une autre chose fondamentale à se rappeler est que la **puissance maxi dissipable l'est pour une température de boîtier de 25°C** , ce qui correspond à un radiateur infini. **Le composant seul, sans radiateur, ne pourra dissiper au mieux que quelques watts** !

4. Élément d'isolation.

Si le boîtier du transistor est isolé, il n'y a pas à s'en préoccuper, car c'est pris en compte dans la résistance thermique du composant.

Si on met du mica et de la graisse, on prendra R_{th} b->r égal à 1°C/W. Il existe des isolants ayant un R_{th} descendant à 0,1°C/W : il faudra se reporter à la notice du fabricant pour vérifier cette valeur.

Si la planéïté du radiateur n'est pas parfaite (tôle d'aluminium assez mince par exemple), il faudra tenir compte des éventuelles lames d'air, et ne pas prendre un R_{th} trop faible.

5. Calcul pratique du radiateur.

En pratique, le calcul de la partie thermique d'un montage électronique se fait ainsi :

- le composant de puissance est défini par des impératifs électriques ; on détermine sa résistance thermique comme indiqué au paragraphe précédent en utilisant les données du fabricant.

- on détermine la puissance moyenne dissipée par le composant de puissance par mesures et calculs.

- on fait des hypothèses sur la température ambiante maxi où sera situé le montage.

- on se fixe une température de jonction maxi en accord avec les impératifs de fiabilité donnés dans le cahier des charges. En pratique, et sauf utilisation extrême de composants spéciaux, cette température sera bien en deçà de la température maxi de jonction admissible (entre 60 et 100°C environ).

Il ne reste donc que la résistance thermique du radiateur à déterminer de manière à ne pas dépasser la température de jonction maxi qu'on s'est fixée.

Si on additionne membre à membre les équations [11], [12] et [13], on obtient :

$$R_{th\,j\to b} + R_{th\,b\to r} + R_{th\,r\to a} = \frac{T_j - T_a}{P} \qquad [15]$$

On en déduit facilement la résistance thermique radiateur / ambiant qui nous permettra de choisir le bon radiateur dans un catalogue :

$$R_{th\,r\to a} = \frac{T_j - T_a}{P} - (R_{th\,j\to b} + R_{th\,b\to r}) \qquad [16]$$

Dans le cas où le radiateur serait trop volumineux, ou pire, que le R_{th} r->a obtenu ne corresponde à aucun radiateur du catalogue, il faut passer à des solutions plus sophistiquées, à savoir convexion forcée par ventilateur (le R_{th} r->a diminue alors considérablement), ou dans les cas extrêmes, à un refroidissement par circulation de liquide dans le support du composant de puissance.

B. EN TRANSITOIRE : CAPACITÉ THERMIQUE.

Tous les calculs faits précédemment sont relatifs au régime établi, qui correspond en théorie à un temps de stabilisation infini (en pratique, les temps de stabilisation de température des radiateurs peuvent être élevés (plus d'une heure), surtout si les radiateurs sont gros : il faudra en tenir compte si on est amené à faire des mesures de température sur des composants de puissance).

En pratique, il est rare qu'un boîtier électronique ait à dissiper en permanence la puissance maxi. Il y aura des pointes de puissance pendant des durées limitées suivies de moments de repos relatif, où la puissance dissipée sera beaucoup plus faible.

Dans ce cas, afin de ne pas surdimensionner les éléments de refroidissement (qui prennent beaucoup de place en comparaison des circuits électroniques, de plus en plus miniaturisés), il faudra tenir compte du fait que les composantes thermiques ne prennent pas instantanément la température maxi.

Ceci provient du fait que le composant a une capacité thermique, qui est en fait sa capacité calorifique :

$$mC = \frac{Q}{T_2 - T_1} \qquad [17]$$

m est la masse du composant (ou du radiateur), et C sa chaleur spécifique. Le produit mC représente la capacité calorifique du composant.

Cette capacité est caractérisée par l'augmentation de température T_2 - T_1 du composant quand on lui fournit adiabatiquement une quantité d'énergie Q.

Plus la capacité thermique (ou calorifique) du composant est élevée, plus la quantité d'énergie à fournir pour augmenter sa température est élevée.

On peut remarquer dans l'équation [17] le sens du terme capacité , et l'analogie avec la loi d'Ohm thermique. La quantité d'énergie Q, intégrale de la puissance dissipée est l'équivalent thermique d'une quantité d'électricité, qui est l'intégrale d'un courant électrique.

En électricité, on a la relation $Q = C (V_2 - V_1)$: si on remplace la différence de potentiel par la différence de température, la capacité électrique par la capacité thermique, et la quantité d'électricité par la quantité d'énergie, on retombe sur la formule [17] de la capacité thermique. Cette formule dédiée au régime transitoire complète donc la loi d'Ohm thermique classique du régime continu.

1. Rôle du lead frame.

En pratique, le lead frame va servir de capacité thermique, et va permettre à la puce d'encaisser des puissances instantanées bien supérieures à ce que le calcul de résistance thermique donnerait.

Pour un gros transistor de puissance, on a une capacité thermique de l'ordre de 1 à 3 J/K.

Si un tel transistor dissipe 200W pendant 100µs, l'énergie qu'il devra absorber sera de seulement 20mJ : l'échauffement correspondant sera dérisoire (0,02°C) !

Ce pulse d'énergie peut être supporté par le transistor nu, c'est à dire non muni de radiateur. Par contre, il est hors de question de faire dissiper en continu une telle puissance à un transistor qui ne serait pas muni d'un radiateur à circulation de liquide !

On voit tout l'intérêt de la notion de capacité thermique dans le cas où le transistor aurait à dissiper des fortes puissances pendant des temps très brefs. Il serait absurde d'utiliser dans ce cas les calculs de résistance thermique.

2. Puissance maxi.

Ce processus a une limite : il ne faut pas perdre de vue que le paramètre critique est la température de jonction, et que la liaison silicium / lead frame (soudure) a une résistance thermique non nulle (environ 0,5°C/W) : il faudra veiller à ce que le produit de cette résistance thermique par la puissance instantanée (échauffement) ajouté à la température du lead frame ne dépasse pas le maximum de la température de puce autorisé par le constructeur.

Pour des pulses d'énergie très courtes, la puce elle même a une capacité thermique non nulle, mais il faut faire attention aux transistors bipolaires : l'application d'une forte puissance instantanée créé des points chauds localisés à la surface de la puce qui vont drainer de plus en plus de courant, ce qui va entraîner un effet d'emballement local et aboutir à la destruction de la puce (phénomène de second claquage).

Ce phénomène est complexe, et si on doit utiliser des transistors à la limite , on se reportera aux ouvrages adéquats avant toute manipulation (qui pourrait dans ce cas coûter fort cher !).

3. Généralisation

Le processus décrit précédemment l'a été pour le transistor seul. On peut généraliser à tout l'empilement thermique. Cet empilement serait alors une succession de résistances et de capacités thermiques :

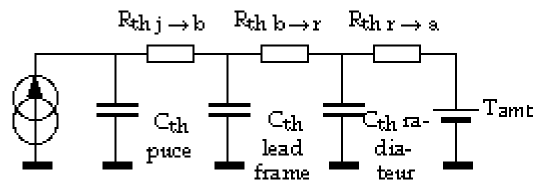


Fig. 5. Schéma thermique équivalent.

On parle alors dans ce cas d'impédance thermique, et l'analogie avec l'électricité est immédiate. La Fig. 5. donne tous les éléments du schéma équivalent que l'on traite avec les équations et le formalisme de l'électricité.

On notera les deux composants qui forment le début et la fin du schéma : l'énergie électrique est schématisée par un générateur de courant, et l'air ambiant comme une source de température. Cette dernière approximation est fausse si le montage est confiné dans un boîtier mal aéré ou si la convection est forcée (ventilateur).

Dans tous les cas, une bonne expérimentation est nécessaire après les calculs et simulations pour vérifier le bien fondé des hypothèses et la validité du modèle.